ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

A CURA DELLA RAI E DELLA STET - EDIZIONI ERI - ANNO XXI - NUMERO 1 - 1972 - L. 500

Generatore della segnalazione di cambio di programma nell'altro canale TV.

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

NUMERO 1 — ANNO XXI
GENNAIO FEBBRAIO 1972
DA PAGINA 1 A PAGINA 40

RIVISTA BIMESTRALE
A CURA DELLA RAI E DELLA STET

DIRETTORE RESPONSABILE
GIUSEPPE DILDA

COMITATO DIRETTIVO
G. CASTELNUOVO, D. FARO,
R. VAUDETTI, A. SARTORIO

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE
10121 TORINO
VIA ARSENALE, 41 - TELEF. 57-101

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA PISONI, 2 - TEL. 652-814/15/16
TORINO, VIA BERTOLA, 34 - TELEFONO 57-53

Il dispositivo, realizzato nel laboratorio ricerche della RAI ed illustrato in basso nella fotografia di copertina, genera ed inserisce, con ciclo automatico, un triangolo bianco nelle immagini relative ad un canale televisivo quando sull'altro inizia un nuovo programma. Come è visibile sullo schermo del monitore rappresentato nella fotografia assieme al suddetto dispositivo, il triangolo è inserito nell'angolo basso a sinistra dell'immagine e viene ciclicamente ripetuto tre volte per la durata di un secondo, ad intervalli di circa un secondo. Il dispositivo generatore è interamente realizzato con semiconduttori.

Sommario:

UNA COPIA L. 500 (ESTERO L. 600)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 2500 (ESTERO L. 3500)
VERSAMENTI ALLA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C. C. POSTALE N. 2/37800
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

UN POSSIBILE SISTEMA EUROPEO DI TELECOMUNICAZIONI VIA SATELLITE

LUIGI RUSPANTINI (*)

SOMMARIO — Vengono presentate le considerazioni tecniche ed i criteri di progetto che hanno portato alla definizione di un possibile sistema di telecomunicazioni regionale europeo a mezzo satelliti artificiali supposto operativo nel periodo 1980-1990. Sulla base dei requisiti del traffico telefonico e televisivo tentativamente indicati si giunge, considerando vari metodi atti ad incrementare la capacità base di un satellite e verificando le ipotesi fatte tramite calcoli di collegamento, a due possibili soluzioni di sistema.

*SUMMARY — **A possible satellite communication system in Europe.** Technical considerations and design criteria which led to the definition of a possible regional european telecommunication satellite system, assumed in operation in the decade 1980-1990, are presented. On the basis of the tentatively indicated telephone and television traffic requirements and considering several methods suitable to increase the basic capacity of a satellite, two system options are defined with the support of link calculations.*

1. Introduzione.

L'interesse generato dalle possibili applicazioni di satelliti artificiali sincroni alle telecomunicazioni di tipo continentale o nazionale ha dato luogo in Europa, così come in altri continenti e Paesi aventi estensioni circa continentali, ad una serie di studi e progetti di sistemi di telecomunicazioni per telefonia e televisione.

Nel nostro continente l'interesse per questo tipo di telecomunicazioni si polarizzò inizialmente su un sistema a mezzo satelliti che rimpiazzasse la rete terrestre della Eurovisione e che permettesse di estendere i servizi televisivi europei ad aree come il Nord Africa ed il vicino Oriente attualmente ancora non servite [1]. Gli studi condotti dimostrarono la fattibilità tecnica del sistema ma anche il suo costo eccessivo. Pertanto fu deciso in ambito europeo, da parte della CEPT (Conferenza Europea delle Poste e Telecomunicazioni) e della UER (Unione Europea di Radiodiffusione), di considerare la fattibilità tecnica ed economica di un sistema di telecomunicazioni continentali che assicurasse, oltre ai servizi televisivi al continente e alle altre zone dette, la copertura telefonica ai Paesi della CEPT con l'eventuale aggiunta della trasmissione di dati a larga banda.

Le considerazioni presentate in questa sede intendono descrivere un possibile sistema di telecomunicazioni via satellite il quale sia in grado di soddisfare i requisiti del traffico telefonico e televisivo europeo nel periodo compreso tra il 1980 ed il 1990.

2. Analisi dei requisiti del sistema.

Il numero dei circuiti telefonici, telegrafici e telex da instradare via satellite dipende, in una configurazione di tipo continentale come quella europea, dalla minima distanza a cui possono trovarsi i punti terminali ricetrasmittenti oltre che dalla percentuale di traffico che i singoli Paesi decidono di inviare sul mezzo diverso da quelli terrestri.

Quanto detto dipende dal fatto che, mentre un circuito terrestre ha un costo proporzionale alla lunghezza, ciò non si verifica per un collegamento via satellite il quale per avere quindi un costo che sia comparabile con quello di un collegamento terrestre deve essere effettuato su lunghe distanze, nel presente studio assunte al minimo uguali a 800 km. Inoltre, ai fini della diversificazione dei mezzi trasmissivi, si fa l'ipotesi che soltanto una porzione del traffico totale relativo ai collegamenti europei tra centri posti a distanze maggiori di 800 km sarà instradato via satellite. Tale porzione a titolo di tentativo è stata identificata dalle Amministrazioni europee nel 35% del traffico totale.

La figura 1 mostra, sia lo sviluppo del traffico totale europeo dal 1980 al 1990, basato su estrapolazione di risultati del CCITT (Comitato Consultivo Internazionale di Telegrafia e Telefonia) (bibl. 1), sia l'andamento della percentuale di detto traffico che sarebbe instradata via satellite. La figura 2 fornisce invece una matrice di traffico tra i punti terminali europei identificati con il nome abbreviato delle città più vicine alle località dove potrebbero sorgere stazioni terrene.

Circa la distribuzione di programmi televisivi, l'Organizzazione Eurovisiva europea prevede, che nel decennio considerato, sarebbe necessario assicurare la distribuzione simultanea e quasi permanente di due programmi televisivi per ognuno dei quali sarà richiesto:

— un canale video;

— un canale audio di alta qualità;

— venti canali di commentari;

— un canale di telecomando;

— due canali di servizio a due vie.

Le stazioni interessate ai programmi televisivi sono quelle il cui nome è sottolineato nella figura 2 con l'aggiunta delle seguenti: Algeri, Beirut, Dublino, Nicosia, Rabat, Tel Aviv, Tripoli e Tunisi dedicate al solo servizio televisivo.

Per quel che riguarda la copertura che il sistema dovrà assicurare si è accennato nel paragrafo 1 e la conseguente situazione delle possibili stazioni terrene è rappresentata nelle figure 3 e 4.

Fig .1. — Sviluppo del traffico (telefonico, telegrafico, telex) europeo negli anni 1980/90 via satellite nelle ipotesi che esso assorba il 66 % o il 50 % o il 33 % del totale.

3. Criteri di progetto.

Il primo requisito cui deve soddisfare un sistema di telecomunicazioni è quello di garantire, per tutto il periodo di utilizzazione previsto, capacità almeno eguale a quella richiesta. È inoltre necessario considerare un certo numero di altri fattori tra i quali i più importanti sono:

a) *Flessibilità*: capacità del sistema di adattarsi facilmente ad eventuali modifiche della distribuzione geografica del traffico e la possibilità che, senza modifiche radicali nel progetto dei settori spaziale e terreno, il sistema sia in grado di operare soddisfacentemente oltre il periodo previsto 1980/1990.

b) *Affidabilità*: critica in modo particolare è quella del satellite per il quale è quindi essenziale prevedere una scorta in orbita.

c) *Rischio tecnologico*: dovuto all'impiego di tecniche e componenti di recente sviluppo la cui fattibilità tecnica non sia stata provata in condizioni operative.

Non ultima tra i fattori menzionati è la necessità di minimizzare il costo per gli utilizzatori. La considerazione di quest'ultimo fattore comporta uno dei compromessi tecnico-economici che sono alla base di un progetto di sistema via satellite: quello tra il *fattore di merito* della stazione terrena G/T (rapporto fra il guadagno in ricezione G e la temperatura di rumore T, cioè rapporto che rappresenta la sensibilità del sistema ricevente) e la capacità del satellite. Al decrescere del G/T diminuisce il costo del segmento terreno ma poiché in corrispondenza decresce la capacità del satellite il costo per circuito del settore spaziale aumenta. In definitiva è necessario individuare un valore ottimo del rapporto G/T ossia quel valore in corrispondenza del quale si può ottenere il costo complessivo minimo per l'utilizzatore.

3.2. Limitazioni di progetto.

3.2.1. *Frequenze.*

Già dalla fine del 1969 fu deciso in ambito CEPT di indirizzare gli studi relativi ai satelliti per telecomunicazioni in Europa verso l'utilizzazione di bande di frequenza al di sopra dei 10 GHz. Ciò perché, malgrado la maggiore difficoltà presentata in queste bande dai problemi connessi alla propagazione, l'utilizzazione in comune delle bande da parte di servizi diversi presenta minori difficoltà consentendo così l'installazione delle stazioni terrene vicino alle città in cui siano posti o Centri Telefonici Internazioni (CTI), evitando in tal modo lunghi e costosi collegamenti in ponte radio tra stazione terrena e CTI.

Le bande di frequenza assunte nel presente studio sono:

— collegamento terra-satellite: 12,75-13,25 GHz;

— collegamento satellite-terra: 11,45-11,95 GHz.

A seguito della recente Conferenza Amministrativa Mondiale delle Radiocomunicazioni spaziali (CAMR) e delle assegnazioni di frequenza in quella sede effettuate, le bande che si pensa di utilizzare in un eventuale sistema europeo sono attualmente le seguenti:

— collegamento terra-satellite: { 10,95-11,20 GHz; 11,45-11,70 GHz;

— collegamento satellite-terra: 14,00-14,50 GHz.

Le considezioni qui presentate sono relative ad un sistema che opera nella banda dei 12 e 13 GHz peraltro le conclusioni cui si giunge sono tecnicamente valide

(*) Dott. ing. Luigi Ruspantini della Telespazio, Direzione Centrale Tecnica Servizio Programmazione.
Dattiloscritto pervenuto il 23 dicembre 1971.

(1) Le considerazioni presentate in questo articolo sono state sviluppate, su mandato della CEPT, da un gruppo composto da cinque esperti europei. Il gruppo suddetto denominato « Nucleo Permanente » è composto, oltre che dall'autore, da: G. Malleus (Francia), H. Kabisch (Germania), A. Reed (Regno Unito) e G. Myrenfors (Paesi Scandinavi). Lo studio tecnico esposto non impegna in alcun modo la CEPT e l'UER circa eventuali decisioni tendenti a stabilire un sistema di telecomunicazioni a mezzo satelliti in Europa e non implica alcuna presa di posizione da parte della CEPT e dell'UER sulla fattibilità tecnica ed economica di un tale sistema.

TASSO ANNUALE DI INCREMENTO IN %

																						TOTALE PER STAZIONE
ANK	13		15.6	19	8.2	5		9.6				13.6	10			10	14.8		10	15.8	6.4	311
17	ATH		14.2	11.2	15.2	9.6		11.2				12.2	7.4	8.6	10	9	7.8		13.2	10.2	11.2	1208
		BCN						19.8			15.8					10.4	9.4				12.4	498
23	107		BEL	11.6	10.6	8.8		12		13.6		9.4	10.6	10.6	10	11.6	11.6		14.8		16.2	1013
23	57		60	BRU		6.4				8.8	8.8		15.8		10.6		14.4		16.8	15.6		937
13	40		37		BUR		19			5	7.4		16.8	7.8	8.6		8		14	12.8		8.76
2	16		17	78		CPH	12.2			7.4	5	17.4	11.2	9.4		9.4	10.6	5.8		6.4	7.2	936
					34	24	DUB	18.2					11.6			8.2					15	206
66	198	112	196				63	FRA		9.4	14.6		13		19		10.4	19	12	12.2		1642
									HAM	13.6					11.6				11.8			587
			6	17	19	71		24	77	HEL		14.8	10	10		5.8	10			10	12	363
		48		17	14	8		68			LIS	15.8		19	10	13.6	19		7.4	10	11.6	460
32	193		72			376				78	99	LON	10.2	10.2	10.6		10.2	15.6	14.6	12.8	18	5196
7	28		15	154	172	40	17	181		1		334	MAD	12.4	10	11.4	9.8		19	14.8	11.2	1762
	141		132		242	55				20	37	619	149	MIL	8.8				10.8			1495
	1		12	73	59			42	174		2	294	2	17	OSL	10.6	10.6			10	13.2	786
23	97	250	70			79	39			11	77		343		55	PAS	12		10.6	7.8		1567
69	116	48	70	251	72	37		306		10	31	413	77		7	275	ROM		11.2	10.6		1932
						11		9				55						RYK	12.4			85
4	29		34	109	77			113	336		14	500	62	83		141	40	10	STO	12.8	13.6	1754
12	34			98	97	31		264		1	10	173	34		2	107	110		60	VIE		1033
20	134	40	162			91	29			28	35	1948	136		46				142		ZRH	2811

NUMERO DI CIRCUITI 27458

DIVISO PER 2 13729

5177

Fig. 2. — Numero totale di circuiti previsti per il 1980 nei collegamenti maggiori di 800 chilometri in relazione alle possibili stazioni terrene.

anche per le bande scelte a seguito delle decisioni della CAMR.

L'essere la banda di frequenza considerata per la tratta satellite-terra utilizzata anche dei servizi terrestri pone limitazione alla densità di potenza che si riceve a terra. Tali limiti sono stati stabiliti dalla CAMR per la banda in questione in — 148 dBW/m² per 4 kHz e per un angolo di arrivo dell'emissione di 5° crescente linearmente con l'angolo di arrivo fino a — 138 dBW/m² per tale angolo pari a 25°. Supponendo che il satellite sia posto in orbita a 5° Est l'EIRP (Effective Isotropic Radiated Power) in un fascio continentale deve corrispondere al più basso dei limiti detti mentre per un fascio di tipo altamente direttivo come per esempio quello di 2,5° nella figura 3 l'EIRP può corrispondere ad una densità di potenza di circa — 140 dBW/m² per 4 kHz per un angolo d'arrivo di 20°.

3.2.2. *Qualità del segnale.*

La qualità dei segnali telefonici e televisivi instradati via satellite per una data potenza e larghezza di banda ha un'influenza diretta sul costo del sistema. Considerato che non esistono raccomandazioni del CCIR sulla qualità di trasmissione di tipo numerico si sono assunti i valori più comunemente usati e già in molti casi sperimentati in campo Intelsat.

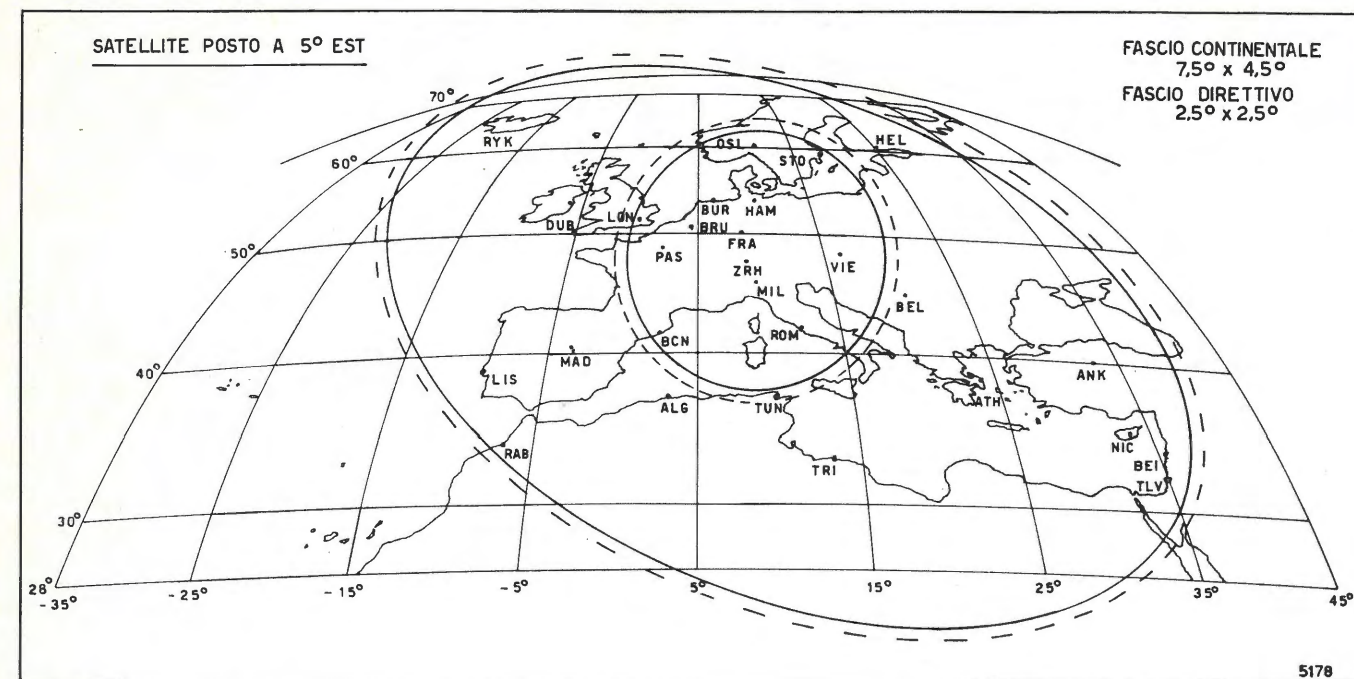



Fig. 3. — Copertura con satellite in orbita equatoriale sincrona a 5° est: con fascio ellittico (continentale) di 7'5° × 4,5° e con fascio circolare direttivo (spot) di 2,5° di apertura.

Per un canale telefonico in modulazione numerica si è assunta una probabilità di errore di 1×10^{-4} che non dovrà essere superata per più dello 0,3% del tempo. Per la televisione, che viene trasmessa in modulazione di frequenza, si è assunta l'indicazione dell'UER per cui il rapporto segnale-rumore pesato deve essere di almeno 55 dB in un canale di luminanza di 6 MHz per almeno il 99% del tempo.

3.2.3. *Margini di propagazione.*

Per definire con precisione un margine di propagazione è necessario conoscere l'attenuazione del segnale e l'aumento della temperatura di disturbo in cattive condizioni atmosferiche nella banda interessata. Vista la scarsezza dei risultati attualmente disponibili in Europa nella gamma dei 12 GHz si è assunta una ipotesi che si ritiene abbastanza prudente per la telefonia:

— 9 dB margine di pioggia relativo ad un amplificatore parametrico raffreddato ad effetto Peltier (tratta in discesa) (2);

— 2 dB margine di pioggia (tratta in salita).

Per la televisione si è assunto per l'1% del tempo un margine di

— 3 dB.

4. Considerazione dei metodi atti ad aumentare la capacità base del satellite.

Lo studio più recente effettuato negli anni passati in ambito europeo (bibl. 2) ha dimostrato che un sistema di satelliti di tipo Intelsat IV, operante però nella gamma dei 12 GHz, può fornire una capacità totale pari a circa 4500 circuiti telefonici bidirezionali e due canali televisivi utilizzando una modulazione discontinua di fase (Phase Shift Keying-PSK) a 4 posizioni di fase ed un accesso multiplo a divisione di tempo (Time Division Multiple Access-TDMA). Nello studio citato il satellite si suppone stabilizzato a controrotazione, con 12 ripetitori da 36 MHz ciascuno con una potenza massima a radiofrequenza di 7 W.

Considerando i requisiti di traffico esposti nel paragrafo 2 e la necessità di limitare i costi per gli utilizzatori ossia l'opportunità di installare non più di una o al massimo due antenne in ognuna delle possibili stazioni terrene, si è ritenuto conveniente inserire nel progetto alcune tecniche e metodi i quali permettano di aumentare la capacità base disponibile sul satellite pur rimanendo entro i limiti di peso imposti dal tipo di razzo vettore che prevedibilmente sarà impiegato (Europa III o Atlas-Centaur) ed entro ragionevoli limiti di costo.

A parte l'aumento della potenza a radiofrequenza disponibile sul satellite, ci sono almeno quattro diverse tecniche che, applicate da sole o in combinazione, permettono di aumentare la capacità base di un satellite. Esse sono brevemente descritte nei paragrafi seguenti.

4.1. ANTENNE ALTAMENTE DIRETTIVE (SPOT).

L'utilizzazione di antenne di bordo aventi un lobo di irradiazione più stretto di quello che assicura la copertura continentale permette a parità di potenza a RF disponibile all'uscita del tubo amplificatore ad onde progressive (TWT) di aumentare l'EIRP del satellite e quindi di migliorare l'utilizzazione della banda. In conseguenza di ciò i ripetitori connessi ad antenne altamente direttive sono in grado, a parità di banda impegnata, di assicurare una capacità maggiore di quella relativa ai ripetitori continentali; è quindi conveniente puntare le antenne di tipo spot verso quelle zone europee dalle quali ha origine la maggior parte del traffico telefonico. La figura 3 mostra una coper-

(2) Il " margine di pioggia " tiene conto della attenuazione del segnale utile e del rumore causati da cattive condizioni atmosferiche.

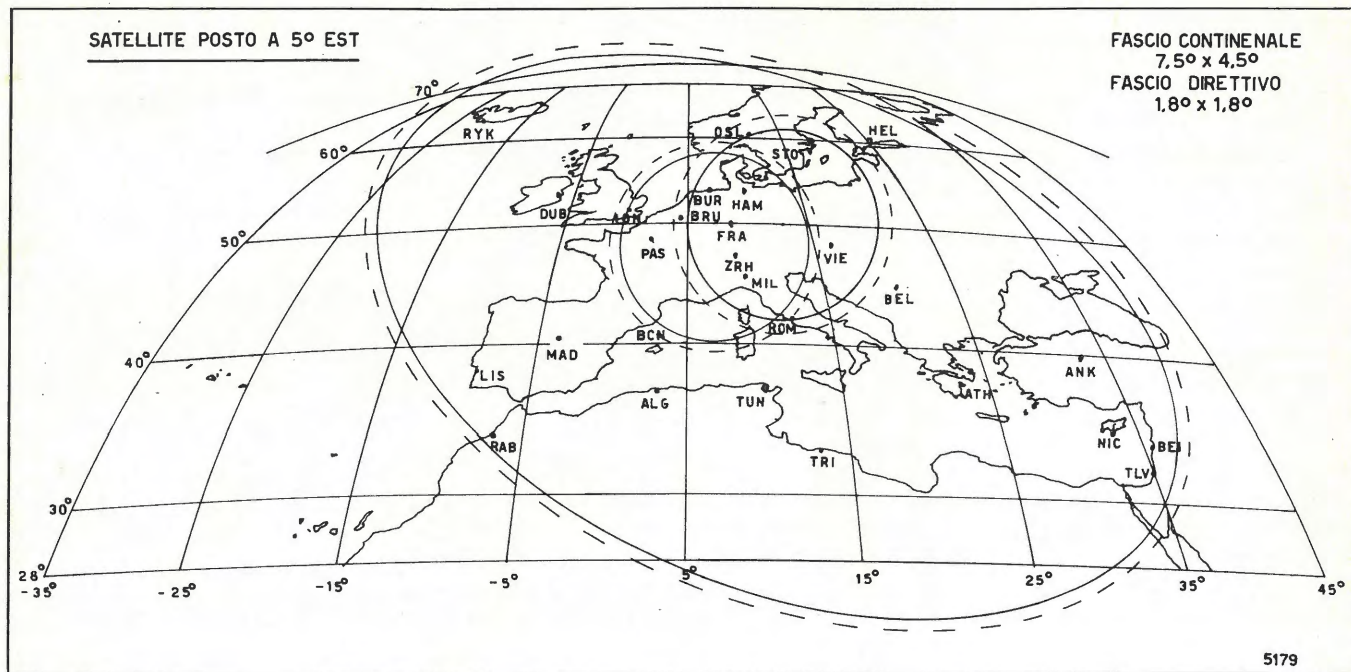



Fig. 4. — Copertura con satellite in orbita equatoriale sincrona a 5° est: con fascio ellittico (continentale) di 7,5° × 4,5° e con due fasci circolari direttivi (spot) di 1,8° di apertura.

tura circolare spot avente 2,5° di apertura orientata in modo da servire una area da cui ha origine circa il 70% del traffico totale europeo. Tale situazione implica una distribuzione della banda disponibile tale che il 70% di essa sia allocato ai ripetitori connessi ad antenne direttive (spot).

Se poi si impiegano ripetitori a banda relativamente stretta per il lobo continentale e ripetitore a banda relativamente larga per il lobo spot si ottiene, a parità di potenza a RF disponibile, una capacità per unità di banda circa costante. Nella figura 4 viene presentata una soluzione alternativa in cui due fasci spot assicurano la copertura di una zona dalla quale ha origine circa l'80% del traffico totale. In questo caso l'aumento dell'EIRP ottenibile rispetto al lobo continentale è tale da permettere l'impiego di una modulazione PSK a 8 fasi la quale come noto occupa una banda teorica di circa il 30% inferiore a quella della modulazione a 4 fasi ma richiede una potenza della portante di circa 3 dB superiore.

L'uso di fasci altamente direttivi comporta una maggiore precisione nel sistema di controllo dell'assetto del satellite ed una ridotta flessibilità operativa a meno che non si stabiliscano interconnessioni tra i ripetitori associati con differenti antenne.

4.2. Riutilizzazione delle bande di frequenza.

In linea di principio esistono due metodi grazie ai quali è possibile utilizzare più di una volta la stessa banda di frequenze sullo stesso satellite evitando interferenze pericolose tra i canali adiacenti:

a) utilizzando due onde aventi polarizzazioni diverse, per esempio lineari ortogonali o circolari aventi sensi opposti;

b) utilizzando fasci direttivi ed ottenendo la necessaria discriminazione tra canali adiacenti per mezzo della separazione angolare tra i vari fasci puntati su zone geografiche lontane fra loro.

Quest'ultimo metodo comporta l'uso di un gran numero di fasci tipo spot con conseguente diminuzione della flessibilità operativa e della affidabilità di tutto il sistema.

Con il primo metodo accennato si può riutilizzare completamente la banda di 500 MHz disponibile a radiofrequenza, ottenendo, in tal modo, un effettivo raddoppio della capacità del satellite.

Alla luce delle esperienze effettuate su collegamenti terrestri si ritiene che, al momento attuale, sia possibile in un collegamento via satellite ottenere la discriminazione necessaria ad impedire interferenze tra le due polarizzazioni almeno in condizioni di tempo buono. I dubbi che sussistono circa il mantenimento della discriminazione necessaria in condizioni di forte pioggia saranno probabilmente risolti soltanto grazie alle misure che si prevede saranno nel prossimo futuro effettuate a mezzo di programmi di satelliti sperimentali tra cui di grande rilievo il programma italiano SIRIO. In ogni caso visto l'aumento di capacità che tale tecnica consente si è ritenuto di doverla tenere in conto in una delle alternative di sistema di cui si parlerà in seguito.

L'impiego della tecnica di riutilizzazione delle frequenze implica un raddoppio nel numero degli amplificatori parametrici delle stazioni a terra e l'uso di alimentatori di antenna a doppia polarizzazione. Un rapporto tra il segnale ricevuto nella polarizzazione desiderata e quello ricevuto nella polarizzazione non desiderata dell'ordine di 25 dB dovrebbe essere sufficiente a garantire, nella maggior parte dei casi, l'immunità da interferenze dannose.

4.3. Interpolazione della parola.

In ogni normale conversazione telefonica ciascuno dei due canali che costituiscono il circuito è mediamente occupato per circa il 40% del tempo totale di impegno. Le tecniche di interpolazione della parola rendono possibile un aumento della capacità base disponibile assegnando i canali ai parlatori soltanto du-

rante i periodi di attività; in tal modo ogni parlatore utilizza diversi canali nel corso della stessa conversazione e ciascun canale può in ogni unità di tempo essere occupato da molti parlatori ad intervalli successivi.

La prima applicazione di interpolazione della parola effettuata con il sistema TASI (bibl. 3, 5) nei cavi sottomarini transatlantici su sistemi modulati in frequenza ha permesso di ottenere un aumento di capacità pari a circa il 50%. L'applicazione degli stessi principi a tecniche di modulazione numeriche (PCM) permette di aumentare il guadagno ottenibile in capacità giungendosi fino a guadagni dell'ordine di 2,5 volte la capacità base. Un esempio di quanto detto è il sistema ATIC sviluppato in Italia dalla SIT-Siemens (bibl. 3) la quale ha già da tempo provato tale sistema sulla rete urbana di Milano con risultati più che soddisfacenti oltre che dal punto di vista della capacità anche da quello della qualità della trasmissione.

Un'importante caratteristica dei sistemi di interpolazione numerica della parola risiede nel fatto che la loro introduzione in un sistema di telecomunicazioni via satellite comporta modifiche ed aggiunte solo alle apparecchiature di terra lasciando inalterata la configurazione del satellite. Ciò implica che la tecnica di interpolazione può essere inserita in un sistema soltanto quando stia per saturarsi la capacità che esso può offrire ed eventualmente qualora necessario anche solo su alcune direttrici di traffico. In tal modo risulta accresciuta la flessibilità del sistema e ritardata considerevolmente la necessità di mettere in orbita un secondo satellite operativo.

4.4. Assegnazione su domanda.

In linea di principio la capacità di un satellite può essere aumentata effettuando l'assegnazione dei canali telefonici su domanda (bil. 5, 6, 7, 8), ma l'entità dell'incremento di capacità ottenibile dipende dalla consistenza dei gruppi di circuiti su ciascuno dei collegamenti considerati, ed è tanto minore quanto maggiore è il numero di circuiti su ciascun collegamento.

Lo studio della distribuzione del traffico in Europa nel periodo 1980-1990 ha mostrato come i benefici ottenibili introducendo tale tecnica (aumento della capacità di circa il 10%) in un satellite europeo non sarebbero sufficienti a giustificare le forti spese necessarie alla realizzazione delle apparecchiature di terra relative. Si è pertanto ritenuto di poter scartare l'impiego della tecnica di assegnazione su domanda nelle configurazioni di sistema considerate.

4.5. Modulazione di fase a 8 stati.

Il tipo principale di modulazione PSK scelto è quello a 4 posizioni di fase, peraltro l'impiego di una PSK a 8 posizioni di fase a spese di un EIRP quattro volte più grande può assicurare un aumento di capacità di circa il 50% per un dato ripetitore. Quest'ultimo tipo di modulazione è intrinsecamente più sensibile a tutte le forme di interferenza di quanto non sia quella a 4 fasi. In definitiva la sua utilizzazione si ritiene possa essere conveniente nel caso non si impieghi la riutilizzazione di frequenza in quanto la combinazione delle due tecniche potrebbe presentare, alla luce delle conoscenze attuali, un rischio tecnologico troppo forte.

5. Calcoli di collegamento.

I calcoli di collegamento riportati di seguito si riferiscono al caso della telefonia in PCM/PSK/TDMA ed alla televisione in MF e sono relativi alle due configurazioni alternative di illuminazione rappresentate nelle figure 3 e 4.

5.1. EIRP del satellite.

Assumendo una potenza di saturazione del TWT costante per tutti i casi considerati pari a 20 watt (13 dBW) all'inizio della vita e pari a 12 dBW alla fine della vita e tenendo in conto 1,5 dB di perdite dovute alla multiplazione necessaria a collegare più ripetitori alla stessa antenna si ha che la potenza fornita dal ripetitore all'entrata dell'antenna del satellite è alla fine della vita:

— per l'antenna continentale 7,5° × 4,5° e per quella direttiva avente fascio 2,5° × 2,5° 10,5 dBW

— per le antenne direttive da 1,8° × 1,8° 12,0 dBW.

In questo ultimo caso è prevista un'antenna per ogni ripetitore per cui non sono tenute in conto perdite di multiplazione.

Il guadagno a 3 dB delle antenne del satellite vale:

— antenna continentale .... 26,9 dB

— antenna direttiva 2,5° × 2,5° .... 34,3 dB

— antenna direttiva 1,8° × 1,8° .... 37,2 dB

e gli EIRP a 3 dB sono quindi rispettivamente 37,4 dBW, 44,8 dBW e 49,2 dBW.

5.2. G/T della stazione terrena.

Studi di ottimizzazione economica hanno indicato che il valore ottimo del fattore di merito della stazione terrena europea è di 40 dB. Tra le combinazioni di diametro di antenna e di amplificatore parametrico che permettono di ottenere tale valore del G/T la più conveniente dal punto di vista economico ed operativo sembra essere quella costituita da una antenna di tipo Cassegrain avente 16 m di diametro e da un amplificatore parametrico non raffreddato avente una stabilizzazione di temperatura ad effetto Peltier.

5.3. Rapporto portante-temperatura di rumore disponibile.

Assunta la posizione del satellite a 5° di longitudine Est si ha che il minimo angolo di elevazione delle stazioni europee non sarà inferiore a 15°. L'attenuazione di spazio libero A_{sl} a 15° di elevazione, includendo anche le perdite per assorbimento atmosferico, risulta:

— a 12 GHz .... $A_{sl} = 206{,}5$ dB

— a 13 GHz .... $A_{sl} = 207{,}2$ dB

Assunto inoltre, nell'ipotesi già menzionata di operare a terra con un amplificatore parametrico non raffreddato (temperatura di rumore 170° K), un margine

di propagazione M di 9 dB si può calcolare il rapporto C/T. Si ha infatti:

$$\left(\frac{C}{T}\right)^{I}_{\text{discesa}} = \text{EIRP}_{\text{sat}} - A_{\text{sl}} + \frac{G}{T}_{\text{stazione}} - M =$$

$= -138{,}0$ dBW/°K al bordo a 3 dB del lobo continentale;

$\left(\frac{C}{T}\right)^{II}_{\text{discesa}} = -130{,}4$ dBW/°K al bordo a 3 dB del lobo spot da $2{,}5° \times 2{,}5°$;

$\left(\frac{C}{T}\right)^{III}_{\text{discesa}} = -126{,}0$ dBW/°K al bordo a 3 dB dei lobi spot da $1{,}8° \times 1{,}8°$;

invece per la tratta in salita si ha:

$$\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{salita}} = \text{EIRP}_{\text{stazione}} - A_{\text{sl}} + \left(\frac{G}{T}\right)_{\text{sat}}.$$

Assumendo una potenza del trasmettitore della stazione terrena rispettivamente pari a 200, 600 e 2000 watt per trasmissione PSK a 4 fasi in 36 MHz, PSK a 4 fasi in 108 MHz e PSK a 8 fasi in 108 MHz, con un guadagno in trasmissione dell'antenna a terra pari a 64,6 dB ed un G/T satellite $= -7$ dB/°K, si ottiene:

$\left(\frac{C}{T}\right)^{I}_{\text{salita}} =$

$= -127{,}6$ dBW/°K per 4 fasi PSK in 36 MHz;

$\left(\frac{C}{T}\right)^{II}_{\text{salita}} =$

$= -122{,}6$ dBW/°K per 4 fasi PSK in 108 MHz;

$\left(\frac{C}{T}\right)^{III}_{\text{salita}} =$

$= -117{,}4$ dBW/°K per 8 fasi PSK in 108 MHz.

I valori trovati si applicano soltanto in condizioni di tempo buono. Volendo includere un margine di propagazione nella tratta terra-satellite si può assumere un valore di 2 dB che sembra ragionevole considerando il minore effetto che cattive condizioni atmosferiche hanno sulla tratta in salita rispetto a quella in discesa.

Combinando i valori ottenuti per i rapporti C/T della tratta in salita ed in discesa si ha il rapporto C/T ottenibile su tutto il collegamento nei 3 casi esaminati:

$\left(\frac{C}{T}\right)^{I}_{\text{tot}} = -138{,}6$ dBW/°K 4 fasi PSK in 36 MHz lobo continentale;

$\left(\frac{C}{T}\right)^{II}_{\text{tot}} = -131{,}5$ dBW/°K 4 fasi PSK in 108 MHz lobo $2{,}5° \times 2{,}5°$;

$\left(\frac{C}{T}\right)^{III}_{\text{tot}} = -126{,}8$ dBW/°K 8 fasi PSK in 108 MHz lobi $1{,}8° \times 1{,}8°$.

5.4. RAPPORTO C/T NECESSARIO PER UNA PROBABILITÀ DI ERRORE DI 1×10^{-4}.

Supponendo inizialmente di essere in condizioni di assenza di interferenze esterne si può calcolare il valore del rapporto C/T necessario affinché la probabilità d'errore dei bit sia quella stabilita di 1×10^{-4}. La relazione che fornisce il rapporto C/N fra la potenza C della portante e quella N del rumore è la seguente:

$$C/N = E/N_o + R/B_R + M \quad \text{dB}$$

dove:

E/N_o = rapporto tra l'energia per bit e la densità di rumore nella banda interessata = efficienza di comunicazione;

R = velocità di ripetizione dei bit nel collegamento, pari a 60 Mbit/s per ripetitori da 36 MHz e 270 Mbit/s per ripetitori da 108 MHz;

B_R = banda effettiva a radiofrequenza in MHz;

M = margine per tenere conto di effetti della distorsione da intersimboli.

Assumendo E/N pari a 8,4 dB e 11,7 dB, M pari a 3,1 dB e 4 dB rispettivamente per i due casi in esame di modulazione a 4 ed 8 fasi si possono calcolare i seguenti valori del rapporto C/T minimo richiesto:

— 4 fasi in 36 MHz $C/T = -139{,}3$ dB/°K;

— 4 fasi in 108 MHz $C/T = -134{,}5$ dB/°K;

— 8 fasi in 108 MHz $C/T = -128{,}6$ dB/°K.

Considerando ora che tutte le portanti subiscano interferenze sia dai ripetitori adiacenti, sia dalla riutilizzazione di frequenza quando questa tecnica è impiegata; assumiamo che i filtri delle stazioni di terra e del satellite, adatti a mantenere il rapporto $(C/N)_{\text{ad}}$ dovuto ad interferenze da ripetitori adiacenti entro 25 dB, siano fattibili nel periodo 1980-1990. Supponiamo infine che gli effetti di depolarizzazione dovuti ad agenti atmosferici siano non rilevanti si può assumere lo stesso valore 25 dB per il rapporto $(C/N)_{\text{RF}}$ dovuto alla riutilizzazione delle bande di frequenza. Alla luce di tali ipotesi si ottiene:

nei ripetitori da 36 MHz $\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{ad}} = \left(\frac{C}{T}\right)_{\text{RF}} =$

$= -128{,}0$ dBW/°K;

nei ripetitori da 108 MHz $\left(\frac{C}{T}\right)_{\text{ad}} = \left(\frac{C}{T}\right)_{\text{RF}} =$

$= -123{,}2$ dBW/°K.

Gli effetti delle interferenze esterne sono stati studiati dal Rosembaum (bibl. 4). I risultati degli studi condotti sulla degradazione della probabilità d'errore del segnale desiderato, in presenza di rumore termico in aggiunta ad un'onda interferente, che può o meno essere modulata, purché tale da cadere entro la banda del ricevitore interferito, portano a ritenere che, nella maggior parte dei casi pratici, l'effetto delle interferenze esterne è analogo a quello del disturbo.

In definitiva i valori complessivi del rapporto C/T necessario per una probabilità d'errore di 1×10^{-4} nelle varie configurazioni di sistema in esame e tenendo in conto tutti i fattori descritti brevemente in questo paragrafo risultano:

— 4 fasi PSK in 36 MHz:

con riutilizzazione di frequenza — 138,6 dBW/°K;

senza riutilizzazione di frequenza — 139,0 dBW/°K;

— 4 fasi PSK in 108 MHz con riutilizzazione di frequenza — 133,8 dBW/°K;

— 8 fasi PSK in 108 MHz senza riutilizzazione di frequenza — 126,8 dBW/°K.

Fig. 5. — Allocazione in frequenza dei ripetitori.

In conclusione dal confronto dei valori pratici del rapporto C/T necessario e dei valori del C/T disponibile dal collegamento risulta che, nei limiti di validità delle ipotesi fatte, una stazione terrena operante in telefonia posta sul contorno dell'area di copertura prevista nelle varie configurazioni esaminate è «in soglia» sia per trasmissione a banda stretta sia per quella a banda larga con e senza riutilizzazione della frequenza.

5.5 CALCOLO DEL COLLEGAMENTO TELEVISIVO.

Si riporta brevemente un possibile calcolo di collegamento televisivo dal quale risulta come il valore del rapporto S/N (rapporto fra segnale e rumore dopo la demodulazione) nella banda di luminanza pari a 55 dB indicato dall'EUR come obiettivo è rispettato in base alle ipotesi fatte.

— EIRP del satellite al bordo dell'area di copertura continentale .... 37,4 dBW

— Attenuazione di spazio libero a 12 GHz e 15° di elevazione .... 206,5 dB

— Degradazione del rapporto C/N per l'1% del tempo (assumendo un'attenuazione da pioggia di 1,5 dB che corrisponde ad un aumento di temperatura di rumore di 85° K per l'1% del tempo ed una temperatura di rumore dell'antenna a terra pari a 227° K .... 3 dB

— G/T stazione a terra; 40 dB

— $C/N_{\text{discesa}} = 37{,}4 - 206{,}5 - 3 + 40 + 228{,}6 - 75{,}4 = 21{,}1$ dB

il valore di 75,4 è per una banda di 35 MHz.

Il valore del rapporto $C/N_{\text{salita}} = 28{,}4$ dB si ottiene dai parametri assunti nel paragrafo 5.1. ed una potenza in trasmissione di 600 watt. Si assume poi che il C/N dovuto ad interferenze da ripetitori adiacenti e dalla riutilizzazione delle bande di frequenza sia migliore di 26 dB per il 99% del tempo. La combinazione dei tre valori di C/N esaminati fornisce il C/N totale pari a 19,4 dB superato per il 99% del tempo.

Con la regola di Carson si calcola la deviazione picco-picco del segnale di prova di 1 volt; risulta:

$$f_{\text{pp}} + 2f_{\text{m}} = 35 \quad \text{MHz}$$

dove: f_{m} = massima frequenza di banda base assunta pari a 7,5 MHz; $f_{\text{pp}} = 20$ MHz.

Il rapporto S/N [3] nella banda di luminanza è calcolato secondo la seguente relazione:

$$\frac{S}{N} = 20 \log \frac{\sqrt{3}\, f_{\text{pp}}}{f_{\text{v}}} + 10 \log \frac{B}{f_{\text{v}}} + \left(\frac{C}{N}\right)_{\text{tot}} - 3 + P$$

dove: $B = 35$ MHz; $f_{\text{v}} = 6$ MHz banda di luminanza; P = peso = 16,3 dB (sistemi europei) [4]; quindi:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{pesato}} \geqslant 55{,}6 \text{ dB per il } 99\% \text{ del tempo.}$$

6. Configurazioni possibili di sistema.

Vengono prese in esame due possibili configurazioni di sistema: la prima «A» si avvale della tecnica di riutilizzazione delle bande di frequenza mentre la seconda, «B» non contempla l'uso di questa tecnica.

6.1. PARAMETRI E SOLUZIONI COMUNI ALLE DUE CONFIGURAZIONI.

Un certo numero di soluzioni base e di parametri comuni alle due configurazioni di sistema esaminate viene brevemente descritto di seguito:

— per le comunicazioni telefoniche si prevede di utilizzare la tecnica di modulazione di tipo numerico e l'accesso multiplo a divisione di tempo (PCM/PSK/TDMA); ciò permette l'impiego dell'interpolazione numerica della parola (esempio il sistema ATIC);

— l'assegnazione su domanda è esclusa;

— la televisione utilizza la tecnica classica della modulazione di frequenza;

— la ricezione a bordo del satellite è effettuata tramite un'antenna a copertura continentale avente apertura di $7{,}5° \times 4{,}5°$;

— i ripetitori a bordo del satellite sono a banda stretta, 36 MHz, ed a banda larga, 108 MHz, ed utilizzano tubi di potenza ad onda progressiva che siano in grado di fornire 12,5 watt all'antenna al termine della vita;

— le stazioni terrene sono previste con un fattore di merito di 40 dB/°K.

[3] S/N è il rapporto tra la potenza del segnale e quella del rumore dopo demodulazione.

[4] P è il miglioramento che tiene conto della diversa sensibilità dell'occhio umano ai disturbi che si presentano a diverse frequenze.

6.2. SISTEMA « A ».

Nell'ipotesi che tutta la banda di frequenza disponibile possa essere riutilizzata si ha la configurazione di ripetitori rappresentata nella figura 5 in cui per una polarizzazione (sotto) 6 ripetitori da 36 MHz sono connessi all'antenna continentale e 2 da 108 MHz sono connessi ad antenne altamente direttive (2,5° × 2,5°) mentre nell'altro senso di polarizzazione (sopra) 4 ripetitori da 108 MHz sono connessi ad antenne altamente direttive. Tenendo conto che due ripetitori da 36 MHz sono dedicati alla televisione, la capacità telefonica assicurata dalla configurazione in esame, operando una modulazione PSK a 4 fasi, sarebbe:

— 4 ripetitori da 36 MHz : 4 × 860 canali = 3440 canali;

— 6 ripetitori da 108 MHz : 6 × 2580 = 15480 canali;

cioè 18920 canali, ossia, in totale 9460 circuiti bidirezionali. Con l'impiego della tecnica d'interpolazione della parola nelle stazioni a terra e considerando un fattore di guadagno pari a 2, essi divengono 18920 circuiti bidirezionali.

Un solo satellite operativo di questo tipo sarebbe in grado, nell'ipotesi che un terzo del traffico totale europeo venga instradato via satellite, di soddisfare i requisiti di traffico per tutto il decennio 1980-1990. Nell'ipotesi che il traffico instradato via satellite sia pari alla metà di quello totale, un secondo satellite operativo dovrebbe affiancarsi al primo nel 1989.

La figura 3 mostra la copertura continentale ed il fascio altamente direttivo (2,5° × 2,5°) che copre una zona europea da cui si prevede avrà origine circa l'70% del traffico totale nel 1990. Si ritiene che una configurazione di sistema come quella descritta richiederà un satellite del peso di circa 750 kg, stabilizzato a 3 assi ed in grado di fornire 1200 watt di potenza primaria.

6.3. SISTEMA « B ».

In questo sistema, la cui configurazione di ripetitori è rappresentata ancora in figura 5, si prescinde dalla riutilizzazione delle bande di frequenza e si adotta la modulazione di fase a 8 stati nei ripetitori a banda larga. Ciò permette di ritardare la data di messa in orbita del secondo satellite operativo. Questa configurazione di sistema prevede l'impiego di due fasci altamente direttivi (1,8° × 1,8°) in grado di assicurare la copertura della zona europea dalla quale nel 1990 avrà origine circa l'80% del traffico telefonico totale. Considerando ancora che due ripetitori da 36 MHz sono dedicati al servizio televisivo la capacità del satellite sarà assicurata dalla distribuzione seguente:

— 4 ripetitori da 36 MHz (4 fasi) 4 × 860 canali = = 3440 canali;

— 2 ripetitori da 108 MHz (8 fasi) 2 × 3750 canali = = 7500 canali.

In totale saranno disponibili 5470 circuiti telefonici bidirezionali che, con l'impiego dell'interpolazione numerica della parola nelle stazioni di terra, divengono 10.940. Questo tipo di satellite, nell'ipotesi di un terzo del traffico instradato via satellite, è sufficiente fino al 1987 data in cui è necessario un altro satellite operativo in orbita. Nell'ipotesi di metà del traffico instradato via satellite il secondo satellite operativo si rende necessario nel 1985.

Per questa configurazione si ritiene sarà necessario un satellite con stabilizzazione a 3 assi del peso di circa 600 kg in grado di fornire 800 watt di potenza primaria.

(1383)

BIBLIOGRAFIA

1. - CCITT - Plan Committe 1970 Settembre, Varsavia.

2. - European Space Conference « Telephony and Television distribution satellite » Report of the Working Group European Communication Satellites - Marzo 1970.

3. - LYGHOUNIS E.: *Il sistema ATIC.* « Telecomunicazioni », n. 26. Marzo 1968.

4. - ROSEMBAUM A. S.: *PSK error performance with Gaussian noise and interference.* « BSTJ ». Marzo 1969.

5. - *Conferenza internazionale sulle comunicazioni di tipo numerico via satellite.* « Elettronica e Telecom. », XIX, 1970, n. 3, pag. 78.

6. - DE FLAMMINEIS A., LOFFREDA A.: *Telecomunicazioni via satellite.* « Elettronica e Telecom. », XIX, 1970, n. 3, pag. 79.

7. - CAPETTI I.: *Problemi di traffico in una rete telefonica via satellite.* « Elettronica e Telecom. », XIX, 1970, n. 3, pag. 83.

8. - QUAGLIONE G., RUSPANTINI L.: *Assegnazione su domanda di circuiti telefonici.* « Elettroonica e Telecom. », XIX, 1970, n.6, pag. 199.

LA TRASMISSIONE DI DATI SULLA RETE TELEFONICA PUBBLICA

EMANUELE ANGELERI (*)

SOMMARIO — Dopo un cenno storico introduttivo sulla trasmissione dati, nel significato oggi attribuito all'espressione, vengono sinteticamente passati in rassegna i vari metodi di modulazione impiegati per l'inserzione dei dati sulla rete telefonica pubblica. I problemi connessi con la distorsione di fase e con il rumore sono anche menzionati dando alcuni cenni sulle moderne tecnologie di correzione di fase e protezione dai disturbi. Infine sono citati alcuni esempi di impianti per trasmissione dati sulla rete pubblica.

SUMMARY — ***Data transmission on switched telephon lines.*** *After a brief historical note on the subject of data transmission, in the modern meaning of the expression, the various modulation methods employed for data insertion on switched telephon lines are synthetically discussed. Problems connected with phase distortion and noise are mentioned and the new techniques for phase correction and protection against noise are reviewed. Finally some meaningful examples of systems for data transmission on telephon lines are given.*

1. Introduzione.

Volendo fissare una data di nascita per la trasmissione dati, secondo l'accezione che oggi si assegna a questa espressione, l'anno probabilmente più indicato è il 1951.

In quell'anno il comitato americano per la difesa aerea propose un sistema di sorveglianza del territorio nazionale basato sull'impiego di calcolatori elettronici. Una opportuna rete di collegamenti avrebbe connesso questi dispositivi ai vari centri di rilevamento dell'esercito, consentendo una rapidissima valutazione dei dati convogliati verso gli organi di elaborazione e di calcolo. Il sistema denominato SAGE (« Semi-Automatic-Ground-Environment-complex ») era dunque uno dei primi impianti di trasmissione dati realizzati nel mondo. Si può pertanto dire che questa data segnò l'inizio di un nuovo e fertilissimo capitolo nel campo delle telecomunicazioni.

L'idea di sfruttare la trasmissione di dati per uso civile si fece strada immediatamente dopo. E così comparvero i primi sistemi e le prime apparecchiature tendenti ad inserire nelle reti telefoniche i dati provenienti dagli apparati elettronici impiegati in campo civile.

Un grosso problema si presentò subito all'attenzione dei primi progettisti di questo tipo di apparecchiature. La nuova categoria di utenti presentava, fin dall'inizio, la caratteristica di emettere una quantità di dati per unità di tempo assai considerevole, raffrontata alla bassa capacità nel canale telefonico, così come risultava dal primo sistema in uso, il SAGE, che ammetteva una velocità massima di 1600 bit/sec.

Si pensò pertanto di poter far di meglio. Confortati dalla formula teorica di Shannon:

$$C = B \log_2 \frac{S}{R} \quad \text{con} \quad \frac{S}{R} \gg 1$$

(*) Dott. Emanuele Angeleri, Soc. It. Telecom. Siemens, Milano. L'argomento è stato oggetto di una conferenza tenuta all'AEI di Milano e di Torino.

Dattiloscritto pervenuto il 27 agosto 1971.

in cui C = capacità del canale (bit/s), B = banda passante (Hz), S/R = rapporto segnale/rumore, e, facendo alcune ammissioni, piuttosto ottimistiche, sulla larghezza di banda B e sul rapporto S/R, si trovò che, teoricamente, un canale telefonico dovrebbe poter trasmettere fino alla velocità di 15 k bit/s. Così si aprì la gara fra i tecnici per trovare sistemi di trasmissione sempre più veloci e sempre più in grado di sfruttare, ai limiti del possibile, la banda telefonica. Se si scorre la letteratura tecnica del decennio 1950-1960 si nota una vera e propria inflazione di trovati di tutti i tipi, di invenzioni innumerevoli in questo campo. Tutti i sistemi di modulazione sono stati considerati, combinati e provati quasi in tutti i modi possibili.

In realtà, facendo il punto della situazione si può forse dire che un dispositivo commercialmente valido, funzionante a velocità molto elevata non è stato ancora trovato. Dal decennio di ricerche 1950-1960 è apparso che il limite teoricamente calcolabile dalla formula di Shannon è molto ottimistico; in realtà il canale telefonico è molto più stretto di 3000 Hz ed ha tali caratteristiche che la sua capacità effettiva si può ragionevolmente fissare in un numero che sta all'incirca fra i 1300 bit/s ed i 2500 bit/s. Non si deve dimenticare infatti che le reti telefoniche sono state installate, provate e previste, a suo tempo, per la trasmissione di segnali vocali e pertanto la loro utilizzazione per la trasmissione impulsiva non è impresa né economica né agevole. Ciò spiega lo sviluppo di sistemi elaborati e costosi di modulazione da un lato e di sempre più complessi sistemi di correzione di errori, dall'altro, che contrassegnano quasi tutta la letteratura degli ultimi tre lustri.

2. Tecniche di modulazione.

Il segnale in banda base, per il primo criterio di Nyquist, deve occupare una banda pari alla metà della velocità di trasmissione del segnale. Così, per esempio, un segnale a 4800 bit/s, necessita di una banda di 2400 Hz per essere trasmesso.

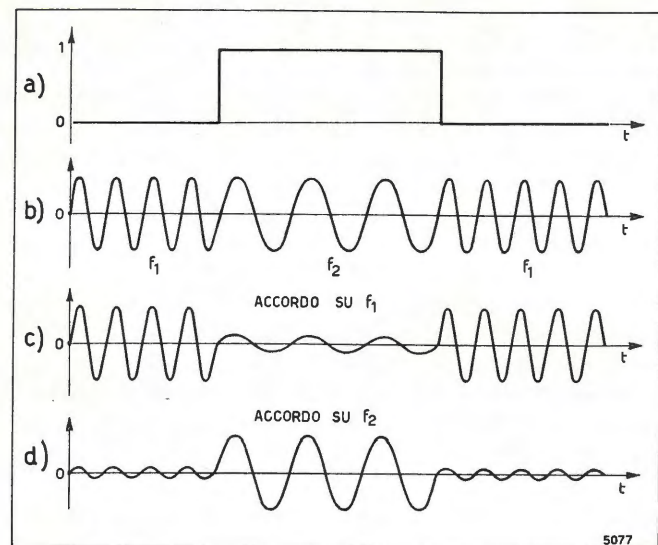



Fig. 1. — Demodulazione di frequenza con la tecnica dei circuiti accordati sulle due frequenze f_1 ed f_2.

I dati emessi dai dispositivi di sorgente sono per lo più sequenze di segnali binari a due livelli: 0 e 1, come indicato in figura 1a. Per essere inoltrati sul canale telefonico occorre un processo di modulazione il cui scopo fondamentale è di rendere possibile anche la trasmissione delle basse frequenze altrimenti impossibile in collegamenti telefonici (banda da 300 Hz a 3400 Hz).

Sono impiegate tutte e tre le tecniche di modulazione note, delle quali vengono sinteticamente elencate le caratteristiche che ci interessano:

a) MODULAZIONE DI FREQUENZA (FSK, FREQUENCY SHIFTKEYING).

Il metodo consiste nell'usare due frequenze diverse: f_1 per il livello 0 ed f_2 per il livello 1, come è indicato in figura 1b. Si hanno i seguenti vantaggi:

— buona insensibilità al rumore;

— buona tolleranza alla distorsione di fase del canale;

— basso costo di realizzazione;

— notevole esperienza dovuta al fatto che questo sistema di modulazione è stato per molti anni impiegato nelle apparecchiature mtx per telegrafia armonica.

Con tale metodo si hanno anche i seguenti svantaggi:

— cattivo sfruttamento della banda. Si richiede infatti la trasmissione di entrambe le bande laterali per cui la banda minima occupata in Hz è pari alla velocità di trasmissione in bit/s (così per trasmettere 4800 bit/s occorrono 4800 Hz di banda).

Questo metodo è raccomandato in sede internazionale per dispositivi modem fino a 1200 bit/s da usare su rete commutata.

Sono usate varie tecniche di modulazione (oscillatore accordato con cambiamento brusco dei valore di uno dei componenti, multivibratore *RC* con variazione brusca della tensione di rimando della costante di tempo, oscillatore a quarzo con divisore). La tendenza è di usare circuiti che possano essere attuati con tecnica integrata.

Per la demodulazione è classico il sistema in cui il segnale ricevuto viene applicato a due circuiti risonanti accordati rispettivamente sulle due frequenze f_1 ed f_2 per cui all'uscita dei due circuiti risonanti si hanno rispettivamente i segnali di figura 1c e 1d.

In figura 2 è riportato lo spettro di un segnale impulsivo (fig. 2a) di durata T. Come è noto la banda minima per effettuare una trasmissione intelligibile è pari a ω_N $(=\pi/T)$. In realtà, per lo più, per ottenere una bassa interferenza di intersimbolo viene impiegata una banda doppia, arrotondando i fianchi della caratteristica del filtro di trasmissione (fig. 2c). Poiché nella modulazione di frequenza devono essere trasmesse entrambe le bande laterali (fig. 2d) consegue che la banda passante occupata sarà pari a 4 ω_N. L'occupazione della banda di trasmissione in modulazione di frequenza è dunque molto rilevante.

b) MODULAZIONE DI AMPIEZZA.

Il procedimento è sommariamente indicato in figura 3. Al livello 0 l'ampiezza del segnale modulato è nulla, al livello 1 l'ampiezza è costante o viceversa (modulazione per « tutto-niente » detta anche « on-off »). Una maniera semplice e poco costosa di demodulazione è quella che utilizza l'inviluppo superiore del segnale modulato, tratteggiato in figura 3. Si può usare anche l'inviluppo inferiore nel qual caso si scambiano i livelli 0 e 1. Questo procedimento ha il solo pregio di essere economico; si ha però un cattivo sfruttamento di banda in quanto occorre anche in questo caso la trasmissione di entrambe le bande laterali.

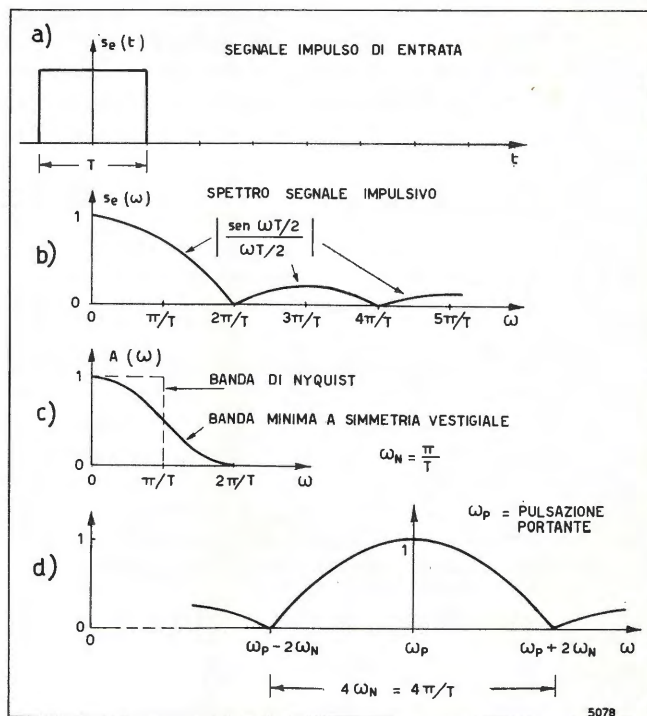



Fig. 2. — Occupazione di banda in modulazione di frequenza: *a*) segnale d'entrata impulsivo di durata T; *b*) spettro del segnale impulsivo di durata T; *c*) banda (rettangolare) di Nyquist e banda (arrotondata) minima per la trasmissione di un segnale impulsivo di durata T; *d*) spettro del segnale con portante di pulsazione ω_p modulata col segnale impulsivo di durata T.

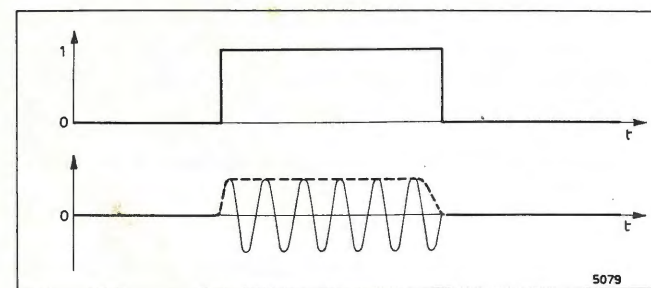



Fig. 3. — Modulazione d'ampiezza per « tutto o niente » e rivelazione per inviluppo superiore (tratteggiato).

Fig. 4. — Tecniche impiegate nella modulazione di ampiezza: *a*) banda da trasmettere; *b*) modulazione con ambedue le bande laterali totalmente passanti; *c*) modulazione con banda (parzialmente) passante singola inferiore; *d*) modulazione con banda passante inferiore e residuo di quella superiore.

Nella modulazione di ampiezza sono molto interessanti i sistemi cosiddetti sincroni con rivelazione omodina detta anche rivelazione sincrona o coerente [1]. Questo modo di funzionamento consente la trasmissione di una banda laterale singola permettendo un integrale sfruttamento della banda a disposizione. In tal caso per trasmettere 4800 bit/s occorrono 2400 Hz di banda.

In figura 4 è schematizzato il funzionamento di un dispositivo a modulazione di ampiezza. Come si vede lo spettro del segnale in banda base viene traslato in banda passante mediante la modulazione e ritraslato in banda base nel processo di demodulazione. Il modulatore (demodulatore) è di tipo a prodotto.

Quando si trasmette una sola banda laterale (per esempio quella inferiore come in fig. 4c) si ha la difficoltà che il demodulatore, per funzionare, necessita di una frequenza di demodulazione che deve essere rigorosamente eguale in frequenza e fase alla portante che si ha in trasmissione. Il problema si risolve usualmente con la trasmissione di opportune frequenze pilota.

Nella trasmissione a banda laterale singola occorre che la soppressione della banda immagine sia eseguita a regola d'arte. Ogni residuo della banda immagine è da considerare come disturbo ai fini della demodulazione. Si hanno pertanto difficoltà al filtraggio. Occorrono filtri a fianchi ripidi e ne conseguono problemi di distorsione di fase in prossimità dei fronti di attenuazione. Si sono ultimamente aperte nuove possibilità mediante l'impiego dei filtri numerici [2]. Questo tipo di dispositivo consente infatti la realizzazione di caratteristiche di attenuazione a fianchi estremamente ripidi pur mantenendo caratteristica di fase estremamente lineare.

Viene molto usata, con leggero peggioramento nello sfruttamento della banda, la tecnica della trasmissione a « banda laterale residua » (fig. 4d). In questo caso viene trasmesso un residuo della banda immagine sopprimendo le zone spettrali omologhe della banda di trasmissione. In tale modo le zone trasmesse della banda immagine, nella riformazione della banda base mediante il processo di demodulazione, vanno a giustapporsi a zone mancanti nella banda trasmessa ricostituendo l'esatta composizione spettrale. Con questo procedimento il filtro per la soppressione dalla banda immagine è di più semplice realizzazione non presentando fronti ripidi di attenuazione.

Nelle figure 5 e 6 è mostrato un procedimento per trasmettere un segnale che occupi la banda di Nyquist netta $(=\pi/T)$ e che provveda a sopprimere la componente continua del segnale in modo da facilitarne la trasmissione in banda passante. Con un sistema di questo genere, usando la trasmissione in banda laterale singola, si può raggiungere il limite, nell'ingombro

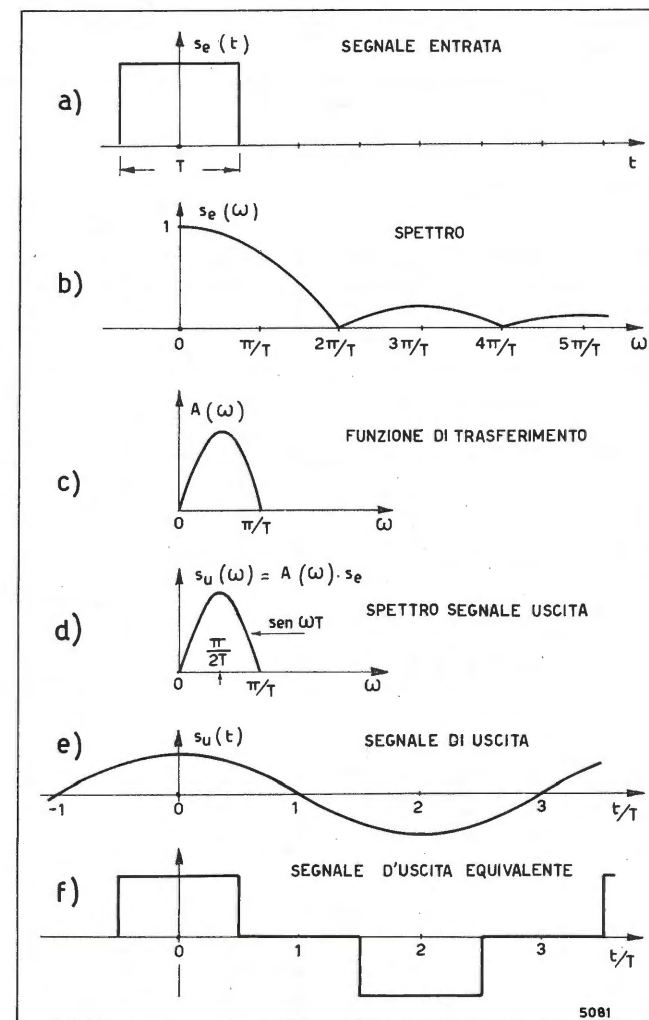



Fig. 5. — Trasmissione in banda laterale singola con sagomatura della banda, dovuta all'andamento di $A(\omega)$, che determina in uscita il segnale rappresentato in *f*).

[1] HORN G. W., RAPIZZI P.: *La rivelazione sincrona.* « Elettronica e Telec. », n. 1, 1971, pag. 23.
MUSSINO F.: *Ricevitori con rivelazione coerente per radiodiffusione sonora e televisiva.* « Elettronica Telec. », n. 2, 1971, pag. 57.
MUSSINO F.: *Ricevitore a modulazione di frequenza con rivelazione coerente.* « Elettronica e Telec. », n. 4, 1971, pag. 133.

[2] LOFFREDA A.: *I filtri numerici ricorrenti.* « Elettronica e Telecom. », n. 6, 1970, pag. 213.

Fig. 6. — Precodificazione secondo la tabella 1 per eliminare l'effetto degli impulsi spuri dovuti al complesso filtri a caratteristica A (ω); in tabella 2 un esempio.

di banda di trasmissione, di $\frac{2 \text{ bit}}{\text{Hz}}$ fissato dal primo criterio di Nyquist.

Il segnale impulsivo d'entrata $s_e(t)$ di figura 5a (che ha lo spettro b), mediante transito attraverso una opportuna rete a caratteristica $A(\omega)$, rappresentata in c, è sagomato in modo da avere uno spettro del tipo $|\text{sen } \omega T|$ come in figura 5d. Si ottiene in tal caso un segnale d'uscita $s_u(t)$ la cui forma è indicata in figura 5e. Perciò è presente una interferenza di intersimbolo così massiccia che, al singolo impulso d'entrata, corrispondono praticamente due impulsi di uscita, il secondo dei quali ha segno opposto ed è sfasato in ritardo di $2T$ rispetto al primo, come è mostrato in figura 5f, in cui il segnale d'uscita è indicato in forma equivalente, pensandolo ricavato dal segnale riportato in 5e mediante transito attraverso un circuito a soglia.

Precodificando il segnale secondo la tabella 1 di figura 6, nell'esempio riportato nella tabella 2 della stessa figura, si ottiene la sequenza codificata riportata nella seconda riga (si osservi che all'inizio la codificazione viene di necessità effettuata con segnali preesistenti nel codificatore, da noi indicato con x_{-1} e x_0 e posti per comodità eguali a zero). Successivamente la sequenza precodificata, transitando attraverso la rete di figura 5c, si trasforma nella sequenza indicata in figura 6c, per effetto dell'impulso di interferenza ritardato di $2T$ (fig. 5f). Effettuando un raddrizzamento gli impulsi negativi diventano positivi e la sequenza diventa quella riportata in d) che coincide con quella iniziale.

Pertanto mediante la precodificazione è possibile riottenere la sequenza iniziale per semplice rettificazione del segnale d'uscita malgrado la presenza dell'interferenza di intersimbolo introdotta dalla rete di figura 5c. Unico inconveniente è il fatto che in linea si ha un segnale a tre livelli con conseguente riduzione del rapporto segnale/disturbo.

c) MODULAZIONE DI FASE (PSK PHASE SHIFT KEYING).

In figura 7 è indicato in forma schematica, a titolo d'esempio, un procedimento di modulazione e demodulazione secondo questa tecnica. L'onda modulata, come si vede, è costituita da un segnale sinusoidale b) in cui si ha un salto di fase di 180° ad ogni transizione del segnale dato. Per la demodulazione si esegue il confronto fra il segnale ricevuto b) ed una sua replica ritardata di un tempo pari ad un bit, rappresentata in figura 7c. Oltrepassando gli istanti in cui uno o tutti e due i segnali ruotano di 180° si può manifestare una concordanza C) o una discordanza D della fase dei due segnali. Dove si ha discordanza di fase è segno che si è avuta una transizione nel segnale dati (fig. 7a).

Nei sistemi di questo tipo si ha il problema dell'ambiguità nel segnale ricostituito. Il confronto dice solo che si è avuta una « transizione » ma non ne specifica il segno. A ciò si ovvia o con la trasmissione di una sequenza assegnata all'inizio della trasmissione (che in genere conviene ripetere ad intervalli fissi per mettersi al sicuro da eventuali perdite di passo nel corso della trasmissione) o con metodi di codificazione differenziale secondo quanto è indicato in figura 8. In questi si stabilisce per esempio che il bit di significato « 1 » della sequenza dati corrisponde ad una transizione, indipendentemente dal segno, nella sequenza codificata, mentre il bit di significato « 0 » corrisponde ad una assenza di transizione. Ossia alla sequenza dati a) di figura 8 corrisponde indifferentemente la sequenza codificata b) oppure la c).

È manifesto in tal caso che dalla sequenza codificata in forma differenziale è possibile ricavare la sequenza originaria dei dati ricercando semplicemente i punti in cui si sono avute transizioni, indipendentemente dal loro segno.

Anche con metodi di modulazione come quello di ampiezza o di fase in cui sia possibile la trasmissione di una singola banda laterale non si può pensare di transitare in banda fonica a velocità superiore ai 4800 bit/s. La successiva velocità ammessa è infatti 7200 bit/s che richiederebbe una banda di 3600 Hz.

Per velocità superiori si ricorre alla modulazione a più livelli.

Se nella sequenza dati i segnali vengono aggruppati a coppie si hanno le quattro possibilità indicate nei quattro livelli della sequenza multilivello di figura 9. Si può in tal modo creare una corrispondenza fra coppie di bit nella sequenza originaria e livelli nella sequenza codificata in codice quaternario. Il vantaggio consiste nel fatto che nella sequenza a quattro livelli le variazioni possono avvenire soltanto a scadenze di tempo doppie rispetto a quelle della sequenza binaria di partenza. Si ha, per esempio, la possibilità di trasformare una sequenza binaria di dati alla velocità di trasmissione 9600 bit/s in una sequenza quaternaria di pari contenuto di informazione ad una velocità di modulazione di 4800 baud. Per il criterio di Nyquist la banda richiesta sarà di 2400 Hz. Con una codificazione a quattro livelli diviene dunque possibile trasmettere 9600 bit/s nella banda fonica.

Fig. 7. — Modulazione di fase nella trasmissione dati e metodo di demodulazione.

LA TRASMISSIONE DI DATI SULLA RETE TELEFONICA PUBBLICA

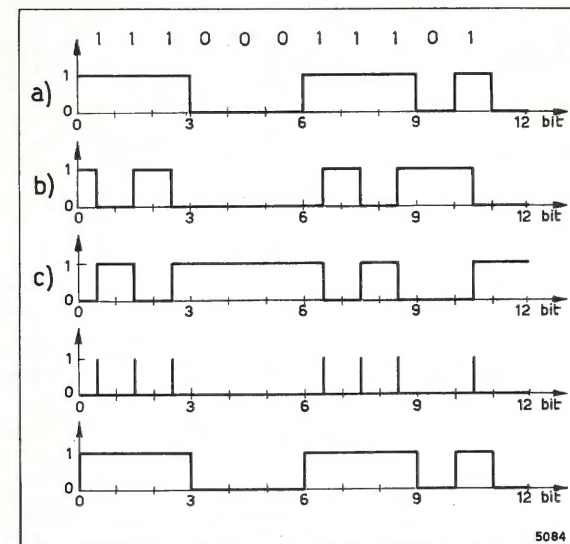



Fig. 8. — Codificazione differenziale del segnale dati.

Con codificazione a 8, 16, ... livelli si possono raggiungere anche velocità superiori. La sensibilità ai disturbi aumenta però progressivamente per cui non si ha più convenienza ad usare il procedimento indicato.

3. Costituzione di una stazione per trasmissione dati.

È indicata schematicamente in figura 10, essa si compone di:

a) APPARATO TERMINALE. Va dalla forma più semplice di apparato di trasmissione dati (per esempio una semplice tastiera numerica) al più complesso dispositivo di elaborazione, a seconda di come è organizzata la stazione.

b) APPARATO INTERMEDIO. È un dispositivo avente lo scopo di organizzare il messaggio nella forma adatta alla trasmissione (conversione serie-parallelo, aggiunta di eventuali ridondanze, ecc.). Spesso questa parte è incorporata nell'apparato terminale.

c) APPARATO DI CONVERSIONE (MODEM). È costituito da apparati di modulazione-demodulazione (modem) secondo i principi sopra illustrati.

d) TELEFONO E DISPOSITIVO DI CHIAMATA AUTOMATICA. Questi organi vengono impiegati per effettuare manualmente o automaticamente il collegamento telefonico da adibire successivamente al traffico dati. Con essi, come è ovvio, si possono effettuare anche normali chiamate telefoniche.

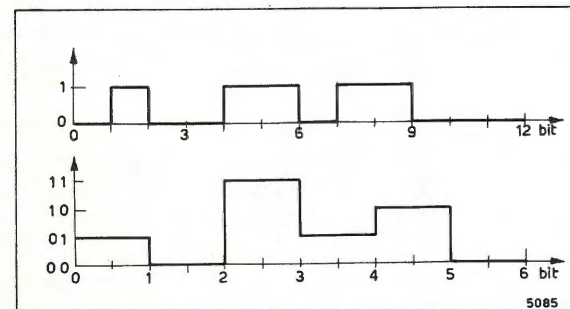



Fig. 9. — Codificazione a quattro livelli.

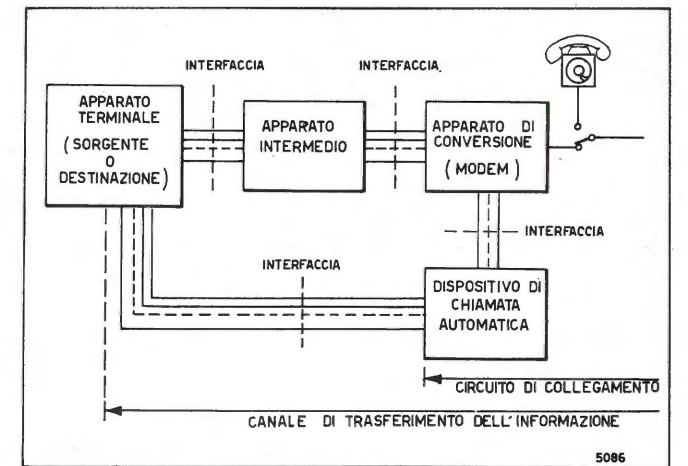



Fig. 10. — Schema a blocchi di una stazione per trasmissione dati.

Le « interfacce » fra i vari apparati sono state normalizzate in sede internazionale.

4. Problemi di distorsione di fase e disturbi.

Il canale telefonico presenta una distorsione nella caratteristica di fase la quale, se è ben tollerabile per trasmissioni vocali, diventa particolarmente fastidiosa nel caso di trasmissione impulsiva come nel servizio dati. Per eliminare o ridurre gli inconvenienti relativi si ricorre a due metodi:

a) equalizzazione di compromesso;

b) equalizzazione con filtro trasversale.

Secondo il primo procedimento, a collegamento effettuato, si introduce un filtro passatutto con caratteristica di fase tale da compensare la non linearità del collegamento. Poiché di volta in volta la caratteristica del collegamento non è nota si può solo effettuare una equalizzazione di compromesso. Tale compensazione può essere meglio effettuata in collegamenti rigidi in cui la caratteristica possa essere conosciuta a priori.

Secondo il procedimento indicato in *b*) la compensazione viene effettuata nel dominio del tempo, sfruttando la nota circostanza che la distorsione di fase nella trasmissione impulsiva può essere risolta come la somma di infiniti echi sul segnale indistorto. Il segnale ricevuto viene allora passato attraverso una linea di ritardo (fig. 11), in modo da ottenere artificialmente degli echi i quali, opportunamente attenuati, vengono aggiunti al segnale per ottenere la dovuta compensazione. Con un numero opportuno di celle di

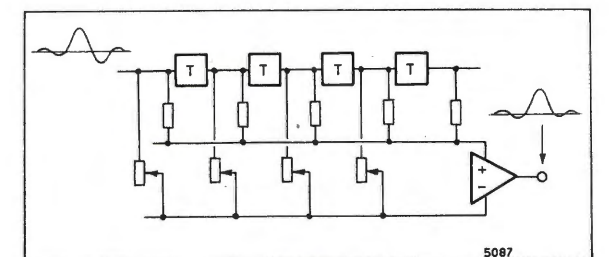



Fig. 11. — Linea di ritardo usata per effettuare l'equalizzazione di segnali impulsivi.

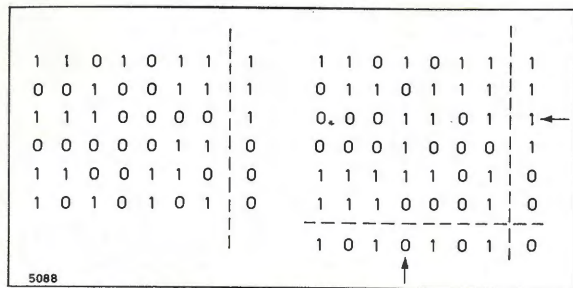



Fig. 12. — Esempio di codici di protezione degli errori mediante aggiunta di bit di parità.

ritardo T si può ottenere una compensazione molto efficace. Il sistema può essere automatizzato.

Il procedimento consiste nella regolazione dei potenziometri indicati in figura in modo da dosare i vari echi provenienti dai punti di prelievo della linea, fino ad ottenere la copia più fedele possibile del segnale campione inviato all'inizio della trasmissione. La regolazione può essere fatta manualmente osservando il segnale in un oscilloscopio o in forma automatica campionando il segnale d'uscita in punti opportuni (per esempio nei punti in cui si prevede che si abbiano passaggi per lo zero) e posizionando i potenziometri fino ad ottenere il valore desiderato per i campioni. In forma automatica la regolazione può richiedere anche poche frazioni di secondo per essere attuata.

Per garantirsi dal rumore vengono impiegate opportune tecniche di codificazione. Nella figura 12 sono riportati due semplici esempi di protezione degli errori mediante aggiunta di un bit di parità.

Nel primo esempio (a sinistra in fig. 12) i bit di informazione, raggruppati in caratteri di sette elementi ciascuno, sono completati con un bit (indicato a destra della linea tratteggiata) il cui scopo è di rendere « pari » il numero di bit totali di ciascun carattere. Nel secondo, il bit di parità viene aggiunto sia orizzontalmente, sia verticalmente (oltre le tratteggiate).

Nel primo caso si ha solo la possibilità di effettuare la *rivelazione* di errori singoli. Nel secondo caso, il doppio controllo consente la *correzione* di errori singoli, in quanto, nella disposizione a matrice la mancata parità su due direzioni (vedi le due freccie dell'esempio) fornisce le coordinate del bit errato.

Molto usati ed ormai classici nella loro formulazione teorica sono i *codici ciclici*. Questi codici si dividono in due grandi famiglie:

I codici BCH che consentono la correzione degli errori comunque siano distribuiti.

I codici di Fire che consentono la correzione degli errori supponendo che siano distribuiti a « pacchetti ».

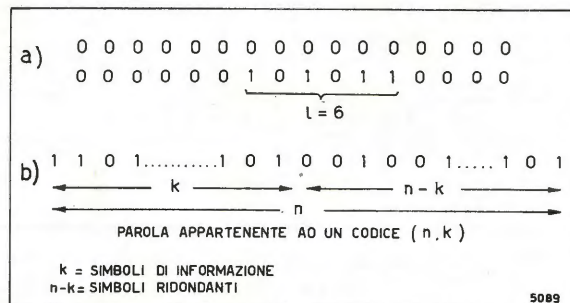
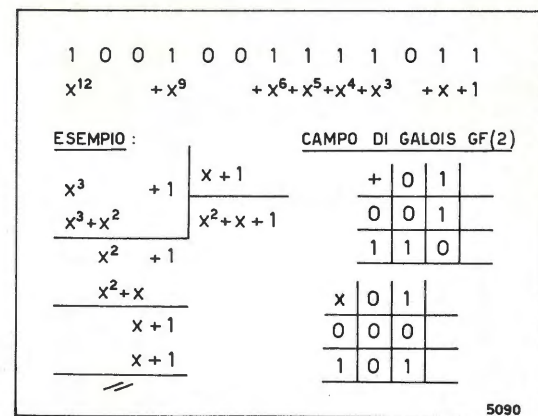



Fig. 14. — Corrispondenza fra n-ple di segnali binari e polinomi in una indeterminata x.

In figura 13 è indicato a titolo di esempio un pacchetto di errori di lunghezza $l = 6$. Esso si ha quando per una trasmissione di tutti « 0 » si ottiene una ricezione in cui una zona assegnata presenta degli « 1 » per effetto di una perturbazione concentrata nel tempo (rumore dovuto alla rotazione degli autocommutatori, per esempio). Il numero dei bit compresi fra gli estremi della zona perturbata costituisce la lunghezza del pacchetto di errori (« error burst »).

In trasmissione dati per usi civili sono largamente usati sistemi per la semplice rivelazione di errore con correzione mediante ripetizione. I metodi che fanno uso di correzione sono anche impiegati ma meno diffusi a causa della maggiore complessità degli apparati che li realizzano. Invece i sistemi di protezione contro gli errori hanno avuto enorme impulso dall'astronautica. Nella guida dei veicoli spaziali ad esempio si ricorre alla correzione automatica del messaggio in quanto non c'è tempo per effettuare la ripetizione del messaggio una volta che sia stato rilevato un errore.

Nella codificazione ciclica il messaggio viene diviso in parole (n, k), ossia di lunghezza n, ridondanza n-k e k simboli di informazione (fig. 13). È possibile assimilare le parole del codice (n-ple rappresentative di vettori a n dimensioni) a polinomi (vedi fig. 14). Sui polinomi rappresentativi delle parole di codice è possibile fare le operazioni consuete dell'algebra: essi sono polinomi a tutti gli effetti. Si deve tenere però conto che i polinomi dati sono in una indeterminata x con coefficienti definiti nel campo di Galois GF(2) [3]. In figura 14 è indicata una divisione effettuata secondo la nota regola di Ruffini.

[3] Campo a due elementi (convenzionalmente indicati con « 0 » e « 1 ») per il quale valgono le tabelle riportate in figura 14.

Fig. 13. — a) pacchetti di errori; b) codificazione per parole di n simboli con k d'informazione e n-k ridondanti.

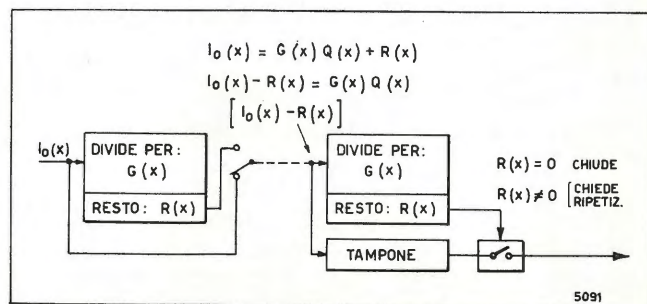



Fig. 15. — Esempio di codificazione e decodificazione di un codice ciclico.

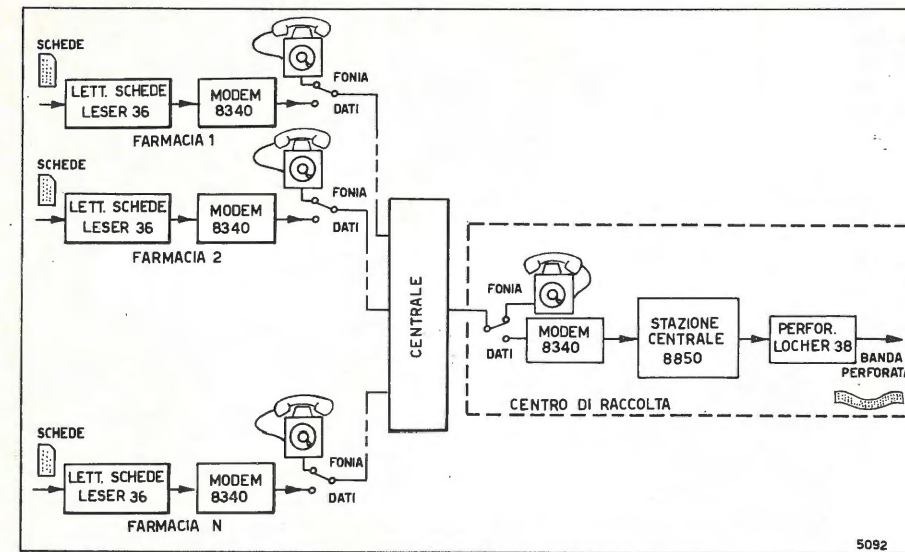



Fig. 16. — Schema di principio di trasmissione dati in tempo differito; esempio: servizio automatico di aggiornamento magazzino per farmacie.

Tutte le parole di un codice ciclico si possono ottenere per rotazione ciclica dei simboli. Questa proprietà è di importanza fondamentale in quanto facendo uso di semplici registri di scorrimento, chiusi in spira, si può passare da una parola all'altra del codice.

In figura 15 si ha un esempio di codificazione e decodificazione ciclica per un sistema con semplice rivelazione d'errore. I bit di informazione vengono assimilati ad un polinomio $I_0(x)$ secondo le modalità più sopra specificate. Definito un opportuno polinomio generatore $G(x)$ resta altresì definito un quoziente $Q(x)$ ed un resto $R(x)$. La verifica della correttezza del messaggio al lato ricezione è effettuata eseguendo il quoziente per lo stesso polinomio generatore $G(x)$ usato in trasmissione. Poiché è stato trasmesso il polinomio $I_0(x) - R(x)$ il quoziente per $G(x)$ in ricezione deve dare resto nullo. In caso contrario si è avuto errore e si deve richiedere ripetizione.

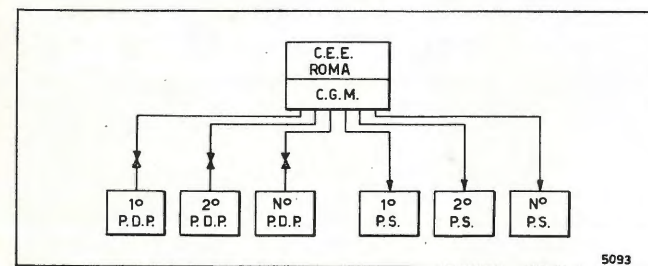
L'efficacia di protezione di un codice dipende dalla scelta del polinomio generatore, che definisce l'ideale relativo ad un determinato codice ciclico.

Ogni codice ciclico di tipo (n, k) è in grado di rivelare tutti i pacchetti di errori di lunghezza minore o uguale a n-k.

5. Possibili sistemi per trasmissione dati.

I sistemi di trasmissione dati si dividono in due grandi famiglie:

a) sistemi in tempo differito (batch processing);

(b sistemi in tempo reale (real time).

In figura 16 si è indicato schematicamente un sistema previsto per funzionamento di tipo differito. Nell'esempio il farma cista trova, di ogni specialità, una piccola scheda che porta in codice l'indicazione della specialità cui è associata. All'atto della vendita la scheda viene staccata e posizionata in un apposito contenitore dietro opportune schede di quantità. La richiesta può allora essere effettuata automaticamente al centro di raccolta mediante trasmissione dati. Al centro verrà preparata una banda perforata che, su un elaboratore opportunamente programmato, provvederà a preparare i documenti di spedizione, di fatturazione, ecc. Qui l'esempio è previsto per le farmacie, ma ne possono essere immaginati numerosi altri.

Come esempio di sistema funzionante in tempo reale si è indicato l'impianto di prenotazione posti ferroviari (fig. 17) o aerei. Ai vari posti di prenotazione (P.D.P.) si hanno macchine mediante le quali può essere interrogato il centro presso il quale un grosso calcolatore aggiorna continuamente la situazione di occupazione dei vari treni. Si ha funzionamento in tempo reale in quanto ogni posto di sportello deve ottenere immediatamente la risposta dal centro per potere effettuare la necessaria transazione con il cliente. Il calcolatore centrale provvede direttamente alla stampa dei biglietti di prenotazione presso il P.D.P. ed alla stampa degli elenchi di prenotazione ai posti scalo (P.S.) dove sono presenti le carrozze a posti prenotati. Poiché i posti di prenotazione sono numerosissimi il calcolatore centrale dovrebbe disporre di altrettante entrate. Per evitare questo inconveniente si fa uso di dispositivi concentratori. Su questi apparati (fig. 18) gravitano numerosi P.D.P. a bassa velocità. I relativi segnali vengono concentrati e trasmessi su un solo collegamento ad alta velocità. Si realizza così una drastica riduzione del numero di linee allacciate al calcolatore.

Fra i sistemi in tempo reale non devono venire dimenticati i sistemi a divisione di tempo (« time sharing ») usati in generale per scopi scientifici. In tal caso un unico calcolatore è messo a disposizione di numerosi utenti che lo utilizzano in partizione temporale. Questi sistemi sono organizzati sullo stesso principio dell'impianto indicato in figura 17. (1344)

Fig. 17. — Schema di principio di trasmissione dati in tempo reale; esempio: servizio prenotazione posti su ferrovie o aerei. C.E.E. = centro elaborazione elettronica; C.G.M. = centro gestione messaggi; P.D.P. = = posto di prenotazione; P.S. = posto scalo.

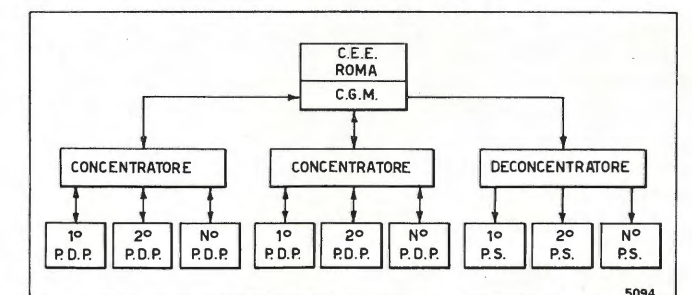



Fig. 18. — Impianto prenotazione posti in cui si usano dispositivi di concentrazione.

SCELTA DEL PREFISSO IN UN CODICE AUTOSINCRONIZZANTE

AURO ARTOM (*)

SOMMARIO — I codici autosincronizzanti a prefisso sono codici a blocchi di N bit dei quali P vengono utilizzati come prefisso. In tali codici è necessario evitare che una sequenza uguale al prefisso possa essere generata nell'interno dell'intero blocco al di fuori dei primi P bit. Nell'articolo viene descritto uno speciale codice a prefisso in cui è evitata la simulazione del prefisso mediante l'inserzione di bit aggiuntivi. Vengono inoltre determinate le configurazioni di prefisso più adatte per essere utilizzate (valide) e dimostrati due teoremi: il primo illustra le proprietà che una sequenza deve avere per soddisfare alla condizione di validità il secondo indica un semplice modo di discriminare le configurazioni valide daq uelle non valide. Infine viene valutata la migliore lunghezza del prefisso in funzione di N, nel caso di prefisso valido.

SUMMARY — ***Choice of prefix in self-synchronizing codes.*** *Prefix self-synchronizing codes are block codes of N bits, P of which are placed as a prefix to each block for the purpose of synchronization. In such codes, care must be taken to prevent the occurrence of the prefix sequence within the N bits except for the first P bits. In this paper a special prefix code with stuffing bits is described and the sequences that are more suitable as prefixes, called valid sequences, are determined. Two theorems are demonstrated, the first deals with the conditions that a prefix must satisfy in order to be a valid sequence and the second indicates a simple way to choose valid prefixes. The best prefix length as a function of N is then evaluated.*

1. Introduzione.

In una trasmissione dati di tipo seriale i singoli bit informativi sono raggruppati in blocchi normalmente di lunghezza costante. Per poter riconoscere i singoli bit ed identificare univocamente i blocchi è necessario che il ricevitore sia sincronizzato con il trasmettitore in frequenza e fase dove per frequenza si intende quella di bit (« bit timing » nella letteratura inglese) e per fase si intende quella di inizio blocco (« framing »).

Per ottenere il sincronismo di bit nelle trasmissioni numeriche in banda base in alcuni casi ci si basa sulla esistenza, nello spettro di densità di potenza del segnale ([1]), di una riga alla frequenza di bit.

La sincronizzazione di blocco (o formato) può ad esempio essere ottenuta nei seguenti modi:

a) con un simbolo di tipo speciale composto di un solo bit;

b) con una particolare configurazione dei blocchi per cui non è possibile concatenando in un modo qualunque blocchi consecutivi ottenere un blocco significativo. Questo tipo di codificazione vie nechiamato « comma free » nella letteratura inglese;

c) con un simbolo o prefisso particolare composto di più bit.

Un esempio relativo al caso *a*) può essere quello in cui si trasmettono impulsi bipolari al 50% ed « 1 » successivi abbiano polarità invertite per cui un bit « 1 » che violi questa legge rappresenta l'inizio di un blocco (fig. 2).

Un semplice esempio del caso *b*) per N (numero di bit del blocco) = 5, nel caso in cui vi siano solo 6 blocchi significativi, e il seguente:

0	1	0	0	0
0	1	1	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	1	0
0	1	0	1	1
0	1	1	1	1

in cui si può verificare facilmente come, se il ricevitore inizia a decodificare il blocco quando è fuori sincronismo, esso perviene a decodifiche prive di significato fino a che, dopo un numero massimo di $N-1$ bit, trova il sincronismo.

Il caso *c*) è quello particolare dei codici con prefisso descritti da Gilbert (bibl. 1). Si tratta di codici ad N bit, dei quali P sono di prefisso. Essi godono della particolare proprietà per cui una qualunque sequenza di P bit non può mai imitare la particolare sequenza di prefisso eccetto nel caso dei primi P bit. In sostanza

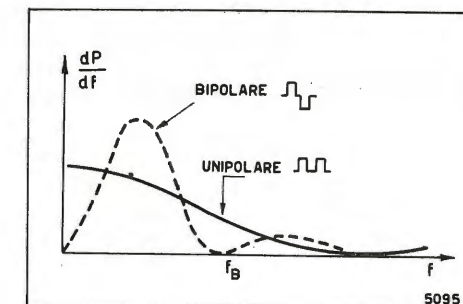



Fig. 1. — Spettro di densità di potenza di impulsi casuali bipolari e unipolari al 50%.

(*) Dott. ing. Auro Artom del CSELT (Centro Studi e Laboratori Telecomunicazioni).

Dattiloscritto pervenuto il 17 settembre 1971.

([1]) Se il segnale è trasmesso con legge bipolare alternativa al 50% si raddrizza il segnale al ricevitore per ottenere una riga alla frequenza di bit f_B (fig. 1).

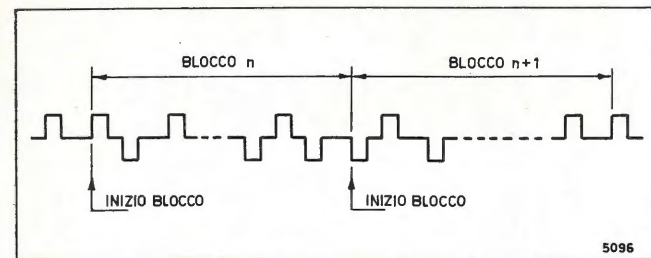



Fig. 2. — Sincronismo di blocco ottenuto per violazione di bipolarità.

in un tale codice, che è ovviamente del tipo autosincronizzante e si può anche definire « comma free », vi sono delle sequenze non ammesse.

Nei paragrafi successivi verrà definito un particolare codice autosincronizzante del tipo a prefisso e di lunghezza fissa. Tale codice gode della proprietà di scartare automaticamente (durante la generazione delle sequenze al trasmettitore) le eventuali configurazioni che possono imitare il prefisso mediante l'inserzione di un bit aggiuntivo (« stuffing »). Tale bit è identificato al ricevitore e pertanto scartato come non significativo. La identificazione è immediata senza la necessità di un particolare canale di segnalazione.

Inoltre verrà esaminata la configurazione più adatta della parola di prefisso (mediante l'esame della sua funzione di autocorrelazione) e la sua lunghezza ottimale nei confronti del numero totale di bit per ottenere la massima efficienza di codificazione.

2. Struttura e formazione di un codice autosincronizzante a prefisso.

Come si è visto nel paragrafo introduttivo un codice autosincronizzante a prefisso consiste di N bit dei quali $P < N$ sono di prefisso. Ogni formato è del tipo:

[1] $\quad (p_1, p_2, \ldots\ldots p_P, x_1, x_2, \ldots\ldots x_n)$

e la scelta delle possibili successioni di $x_1, x_2, \ldots\ldots x_n$ deve essere tale per cui nessuna successione del tipo:

[2] $\quad (p_2, \ldots\ldots p_P, x_1, x_2, \ldots\ldots x_n, p_1, \ldots\ldots p_{P-1})$

possa comprendere una successione di P bit uguali al prefisso (²).

Gilbert ed altri hanno studiato il numero di configurazioni $G(N)$ che soddisfano alle condizioni precedenti per ogni P ed N.

Il presente lavoro si propone in primo luogo di determinare per ogni lunghezza P di prefisso le configurazioni $\bar{P}$ più adatte ad essere effettivamente impiegate come prefisso e cioè quelle successioni di bit per cui i concatenamenti del tipo [2a] *comprendenti almeno un bit di* P non sono possibili. Con prefissi che soddisfano a tale condizione la necessità eventuale di inserire bit non significativi di stuffing è limitata agli $n = N - P$ bit di tipo x.

Inoltre verrà determinata la lunghezza ottimale di P in funzione di N nel caso in cui si provveda a generare sequenze del tipo [1] in cui non esistano condizioni di imitazione del prefisso nei possibili concatena-

(²) Si chiamerà nel seguito [2a] una successione del tipo [2] di P bit uguali al prefisso e comprendente almeno un bit del prefisso.

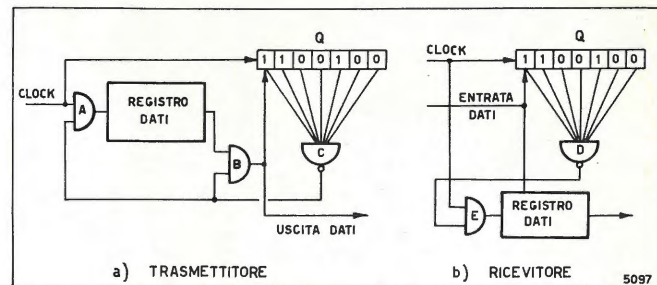



Fig. 3. — Dispositivo per lo scarto del bit successivo ad una sequenza simulante il prefisso. (a) Trasmettitore. (b) Ricevitore.

menti di tipo [2] in quanto le sequenze sono create in modo particolare. Tale modo consiste nell'inserire un bit non significativo alle possibili sequenze di $P - 1$ bit uguali ai primi $P - 1$ bit del prefisso che possono manifestarsi nel corso di una casuale successione binaria.

Supponendo che la parola di prefisso (³) sia 1 1 1 0 0 1 0 0 ogni volta che nelle possibili successioni di bit si manifesti una sequenza 1 1 0 0 1 0 0 si provvederà ad inserire in coda al blocco di bit che precede un bit 0 non significativo che evita presso il ricevitore il possibile riconoscimento errato di un prefisso.

La generazione del bit 0 di « suffing » è molto semplice ed altrettanto semplice è la sua estrazione al ricevitore. In figura 3 è riportato schematicamente uno schema a blocchi di principio che effettua tali operazioni. Nel trasmettitore i dati da emettere vengono prelevati da un registro dati ed inviati, attraverso la porta B, all'uscita e ad un registro Q. Quando Q incamera la sequenza 1 1 0 0 1 0 0 la porta NAND C blocca il clock al registro dati attraverso la porta A e contemporaneamente inserisce uno 0 in uscita. Nel ricevitore, in modo analogo, un registro Q quando si presenta la sequenza 1 1 0 0 1 0 0 , attraverso le porte D ed E inibisce l'arrivo del clock al registro che incamera i dati.

3. Scelta della configurazione $\bar{P}$ più adatta per la parola di prefisso.

Come si è visto nel paragrafo precedente una parola $\bar{P}$ è particolarmente adatta ad essere impiegata come prefisso quando le successioni che imitano $\bar{P}$ comprendenti almeno un bit di prefisso non sono possibili. La eventuale imitazione di $\bar{P}$ può quindi avvenire solo nell'ambito delle sequenze $x_1, \ldots\ldots x_n$ e viene evitata per mezzo del particolare modo di generare le sequenze.

Una successione di tipo [2], comprendente o no un bit di $\bar{P}$, che imiti $\bar{P}$ si tradurrebbe in una uscita dal dispositivo di riconoscimento del tipo di quello di figura 4 pari a quella che si ottiene in presenza della sequenza $\bar{P}$ e cioè di valore $R(0)$ (⁴).

Tenendo presenti i risultati ottenuti nell'appendice 2 con la valutazione della funzione di autocorrelazione di una sequenza binaria e della relativa fun-

(³) L'ordine temporale dei bit è da destra a sinistra.

(⁴) $R(0)$ è la funzione di autocorrelazione della sequenza $\bar{P}$ al tempo 0 (Appendice 1). Il dispositivo di riconoscimento è costituito da un registro i cui elementi sono pesati ± 1 in modo che quando in esso è contenuto il prefisso la sua uscita sia $P = R(0)$.

zione più sfavorevole, è possibile affermare che le successioni del tipo [2a] con imitazione di $\bar{P}$ sono impossibili se il dispositivo di riconoscimento è come in figura 4 e se la funzione più sfavorevole non raggiunge il valore massimo che al tempo $t = 0$. Vale quindi il teorema seguente:

TEOREMA 1.

In una successione del tipo $(p_2, \ldots\ldots p_P, x_1, x_2, \ldots\ldots x_N, p_1, \ldots\ldots p_{P-1})$ è impossibile ottenere una sequenza di P bit uguale a $\bar{P}$ che inizi o termini con almeno un bit del prefisso se è verificata la relazione:

[3] $$R(k\,T) + |\,k\,| < R(0)$$

per:

$k = -(P-1), -(P-2), \ldots\ldots -1, 1, \ldots\ldots (P-1)$

dove T = tempo di bit e $R(k\,T)$ = funzione di autocorrelazione della sequenza $\bar{P}$ al tempo $k\,T$.

La dimostrazione del teorema è immediata considerando che $R(k\,T) + |\,k\,|$ rappresenta la condizione più sfavorevole e cioè l'uscita dal dispositivo di riconoscimento quando il prefisso venga preceduto o seguito da bit tali per cui si ottengano i valori più alti possibili.

Sono state diagrammate con un elaboratore le funzioni di autocorrelazione di tutti i prefissi per P variabile da 2 a 13 e per ogni $\bar{P}$ è stata pure diagrammata la funzione più sfavorevole. Il diagramma di quest'ultima è la $R(k\,T) + |\,k\,|$.

Il numero di sequenze che soddisfano la [3] è riportato nella tabella 1 per vari P.

Tabella 1 - *Numero di sequenze che soddisfano la relazione* [3] *per vari valori di lunghezza del prefisso.*

P	G (P)	P	G (P)
2	2	8	74
3	4	9	148
4	6	10	284
5	12	11	568
6	20	12	1116
7	40	13	2232

Al teorema precedente se ne può aggiungere un altro che specifica le condizioni di esistenza della relazione [3] per ogni parola di prefisso P.

TEOREMA 2.

Una sequenza $\bar{P}$ di P bit soddisfa alla relazione [3] se non sono mai verificate uguaglianze del tipo:

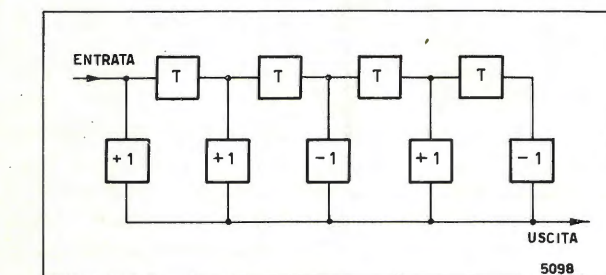



Fig. 4. — Dispositivo di riconoscimento della sequenza di sincronismo.

Fig. 5. Fig. 6.

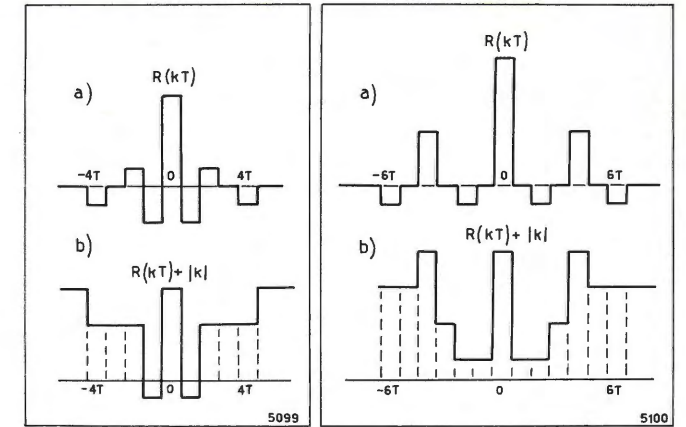



Fig. 5. — Caso della sequenza valida 11010: *a*) funzione di autocorrelazione; *b*) uscita del dispositivo di riconoscimento nel caso più sfavorevole.

Fig. 6. — Caso della sequenza non valida 0010001: *a*) funzione di autocorrelazione; *b*) funzione più sfavorevole.

$$(p_1, \ldots\ldots p_{1+i}) = (p_{P-i}, \ldots\ldots p_P) \text{ per } 0 \leqslant i \leqslant \frac{P}{2} - 1$$

ed i intero.

Si tratta quindi di evitare l'uguaglianza di $(i + 1)$ple all'inizio ed alla fine della parola di prefisso.

Infatti se fosse vero che $R(k\,T) + |\,k\,| = R(0)$, poiché $R(k\,T) + |\,k\,|$ non può superare $R(0)$, si dovrebbe avere $R(k\,T) = R(0) - |\,k\,|$; e cioè $R(k\,T) = P - |\,k\,|$. Ma questo implica che i primi $P - |\,k\,|$ bit e gli ultimi $P - |\,k\,|$ bit di $\bar{P}$ siano uguali a due a due; quindi si avrebbe una sequenza con gli $i + 1 = P - |\,k\,|$ bit iniziali e finali uguali, contrariamente all'ipotesi fatta. Per $|\,k\,| < P/2$ risulta $i > P/2 - 1$, ma si puo osservare che in questo caso esiste certamente almeno un valore di $|\,k\,| \geqslant P/2$ e quindi $i \leqslant P/2 - 1$ per cui i primi e gli ultimi $P - |\,k\,|$ bit sono uguali a due a due.

In figura 5 sono riportati i diagrammi di $R(k\,T)$ e di $R(k\,T) + |\,k\,|$ della sequenza 1 1 0 1 0 che soddisfa al teorema 2 e quindi al teorema 1.

In figura 6 sono riportati i diagrammi di $R(k\,T)$ e $R(k\,T) + |\,k\,|$ nel caso di una sequenza 0 0 1 0 0 0 1 in cui la prima e l'ultima terna $(i = 2)$ sono uguali per cui ponendo $k = 4$ il teorema 2 non è soddisfatto.

4. Lunghezza ottimale del prefisso in funzione del numero di bit N.

4.1. SEQUENZA DI PREFISSO $\bar{P}$ VALIDA.

La condizione di validità di una sequenza di prefisso garantisce che non vi siano imitazioni del prefisso in un intorno di $3\,P - 2$ bit centrato sulla parola di prefisso. Utilizzando quindi sequenze di prefisso valide e dispositivi del tipo di figura 3 per scartare eventuali sequenze di tipo $\bar{P}$ si può calcolare l'efficienza della codificazione determinando il massimo numero di bit scartabili per ogni N e P. Questo numero, nelle condizioni peggiori e cioè di continue possibili imitazioni di $\bar{P}$, è minimo se gli scarti possono avvenire solo ogni $P - 1$ bit. Infatti ogni scarto è rappresentato da un bit di valore opposto all'ultimo bit di $\bar{P}$ (perciò uguale al suo primo bit) per cui si possono successivamente presentare $P - 1$ bit tendenti ad imitare $\bar{P}$; quindi il $(P-1)^{mo}$ bit dopo lo scarto può essere un nuovo scarto ed il massimo periodo degli scarti ottenibile è $P - 1$.

Affinché effettivamente gli scarti non possano avere un periodo inferiore a $P - 1$ la parola di $P - 1$ bit (chiamata $\overline{P - 1}$) delimitata fra due scarti e comprendente il primo, non deve dare luogo nei concatenamenti con i bit che la precedono o la seguono a sequenze uguali a $\overline{P - 1}$. La successione $\overline{P - 1}$ deve quindi soddisfare alle condizioni imposte dai teoremi 1 e 2. Ne risulta che nel caso di prefissi $\bar{P}$ validi il numero degli scarti è minimo se anche la sequenza $\overline{P - 1}$, ottenuta sopprimendo l'ultimo bit di $\bar{P}$, è valida.

Supposto allora che la lunghezza del formato sia N, interessa sapere quale è la lunghezza P della parola di prefisso per cui si ha il massimo numero di bit utili nel formato usando l'accorgimento di inserire un bit non significativo quando la configurazione $\bar{P}$ sta per essere ottenuta in istanti non desiderati e scegliendo $\bar{P}$ in modo da evitare le successioni di tipo [2a]. Il numero U di bit utili è dato dalla relazione:

$$[4] \qquad U = N - \mathrm{E}\left[\frac{N - P - 1}{P - 1}\right] - P$$

dove il termine $\mathrm{E}\left[\frac{N - P - 1}{P - 1}\right]$ (5) rappresenta il massimo numero di possibili bit scartati. Quest'ultimo numero si può ottenere pensando che ogni $P - 1$ bit se ne può scartare uno e che perciò il numero di intervalli che possono contenere uno scarto è $\frac{N - P - 1}{P - 1}$ - il numeratore è $N - P - 1$ e non $N - P$ perché il primo scarto può avvenire dopo P bit dalla fine del prefisso mentre gli altri solo dopo $P - 1$ bit.

$\bar{P}$ → 0	0	1	0	0	1	1	1
0	0	1	0	0	1	1	0
0	1	0	0	1	1	0	0
1	0	0	1	1	0	0	1
0	0	1	1	0	0	1	0
0	1	1	0	0	1	0	0
1	1	0	0	1	0	0	1
1	0	0	1	0	0	1	1

5101

Fig. 7. — Sequenza di 64 bit con prefisso 11100100 e massimo numero di scarti. Questi ultimi sono gli 0 sottolineati.

Nella figura 7 è riportata una sequenza con $N = 64$, $P = 8$, $\bar{P} = 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0$ in cui si è supposto che tutti i bit che seguono il prefisso tendano ad imitare $\bar{P}$ per cui ogni volta che ciò avviene, e cioè ogni 8 bit per la prima serie di bit dopo il prefisso ed ogni 7 bit successivamente, viene inserito uno 0. Esso è stato sottosegnato in figura 7.

Ne risulta $\mathrm{E}\left[\frac{N - P - 1}{P - 1}\right] = 7$ per cui $U = 49$ e l'efficienza η del formato vale:

$$\eta = \frac{U}{N} = \frac{49}{64} = 0{,}77 .$$

Ovviamente il numero di 0 non significativi inseriti è variabile da 0 a 7 per cui nel ricostruire un formato presso il ricevitore si terrà conto dei primi 49 bit utili.

Nella figura 8 è riportato l'andamento dell'efficienza η in funzione di P per alcuni valori di N.

(5) E $[X]$ = parte intera di X.

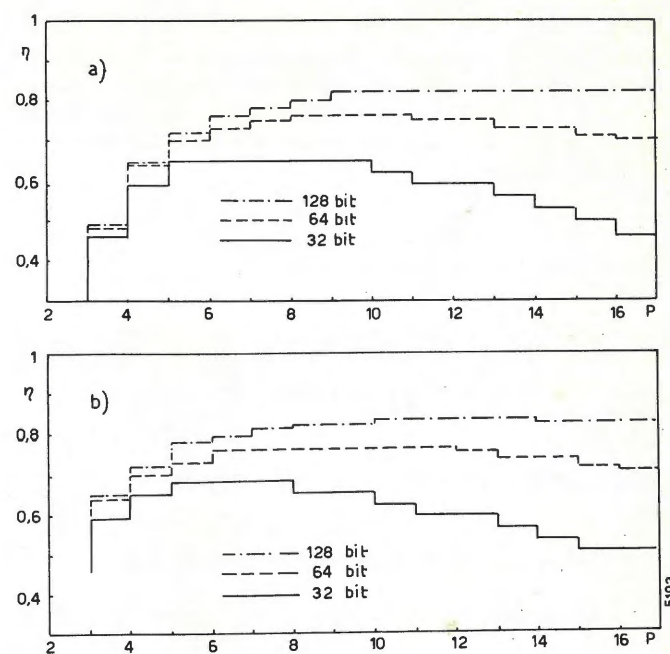



Fig. 8. — Efficienza η della parola di prefisso in funzione della sua lunghezza per alcuni valori di N: *a*) nel caso in cui sia valida la formula [4]; *b*) nel caso in cui sia valida la formula [5].

4.2. SEQUENZA $\bar{P}$ NON VALIDA IN ULTIMA POSIZIONE.

Nel paragrafo 4.1. è stata calcolata l'efficienza del formato nel caso di sequenze di prefisso $\bar{P}$ valide (con $\overline{P - 1}$ pure valida).

Si può osservare che se si usano sequenze di prefisso $\bar{P}$ non valide solo in ultima posizione, tali che il primo e l'ultimo bit siano uguali per cui $R(kT) + |k| = R(0)$ solo per $k = P - 1$ e tali che $\overline{P - 1}$ sia valida, l'efficienza della codificazione a parità di N e P è migliore. Infatti in questo caso il primo scarto dopo il prefisso si ha dopo $P - 1$ bit e non dopo P come nel caso precedente ma successivamente gli scarti possono avvenire solo dopo P bit e non dopo $P - 1$ perché per definizione ogni scarto è ora opposto al primo bit del prefisso e fra due possibili scarti si configura una parola $\bar{P}$ valida che può essere imitata dopo P bit. In questo caso il numero di bit utili è dato da:

$$[5] \qquad U = N - \mathrm{E}\left[\frac{N - P + 1}{P}\right] - P .$$

In alcuni casi ne risulta una efficienza di codificazione lievemente superiore nei confronti di quella esaminata al paragrafo 4.1.

Per entrambi i casi 4.1. e 4.2. il valore di P che rende massima l'efficienza può essere ottenuto derivando le rispettive relazioni che determinano il numero di bit utili e ponendo a zero le derivate. Si ottiene rispettivamente:

$$P = 1 + \sqrt{N - 2} \quad \text{e} \quad P = \sqrt{N + 1} .$$

5. Conclusioni.

Il metodo di codificazione dei messaggi in blocchi di bit di lunghezza costante e con prefissi scelti opportunamente è particolarmente utile nella trasmissione seriale di dati. Con l'aiuto dei teoremi dimostrati è semplice la scelta di prefissi validi mentre l'uso di bit di stuffing permette di evitare la simulazione del prefisso da parte dei bit informativi.

APPENDICE

1. Funzione di autocorrelazione di sequenza binaria.

Per poter esaminare in modo opportuno una sequenza binaria e valutare le sue caratteristiche dal punto di vista dei possibili concatenamenti con i bit che la seguono o la precedono e che possono imitare la sequenza stessa, è bene calcolare la sua funzione di autocorrelazione.

La funzione di autocorrelazione di una sequenza binaria si ottiene moltiplicando la sequenza per se stessa, spostata ogni volta di un bit, e sommando quindi i vari contributi così ottenuti.

In questo caso è conveniente considerare la sequenza di bit di valore $+1$ (« 1 » binario) o -1 (« 0 » binario) e di valore 0 al di fuori della sequenza stessa. In questo modo si viene a considerare una sequenza con bit di valore ± 1 preceduta e seguita da bit di valore 0, il che, dal punto di vista statistico, ha un preciso significato in quanto i bit ± 1 hanno la stessa probabilità di manifestarsi e quindi è giusto fare precedere e seguire la sequenza i cui valori sono ± 1 da bit di valore 0.

Da quanto detto segue che per una sequenza generica $a_0, a_1, \ldots\ldots, a_p$ (dove $a_i = \pm 1$ se la sequenza è binaria) la funzione di autocorrelazione si ottiene dalla seguente matrice moltiplicando la riga (e), posizione centrale per se stessa e per le altre righe, che rappresentano la sequenza spostata via via di un tempo elementare e sommando i relativi contributi.

$$\begin{array}{lccccccccccccc}
 & a_0 & a_1 & \ldots\ldots & a_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\
 & 0 & a_0 & a_1 & \ldots\ldots & a_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\
 & 0 & 0 & a_0 & a_1 & \ldots\ldots & a_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\
 & 0 & 0 & 0 & a_0 & a_1 & \ldots\ldots & a_p & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \\
(e) & 0 & 0 & 0 & 0 & a_0 & a_1 & \ldots\ldots & a_p & 0 & 0 & 0 & 0 & \\
 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_0 & a_1 & \ldots\ldots & a_p & 0 & 0 & 0 & \\
 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_0 & a_1 & \ldots\ldots & a_p & 0 & 0 & \\
 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_0 & a_1 & \ldots\ldots & a_p & 0 & \\
 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_0 & a_1 & \ldots\ldots & a_p &
\end{array}$$

La moltiplicazione si intende tra termini della stessa colonna. In definitiva si ottiene:

$$\begin{aligned}
R(0) &= a_0^2 + a_1^2 + \ldots\ldots + a_p^2 = 5 \\
&\quad (\text{nel caso } a_k = \pm 1 \text{ e p} = 4) \\
R(T) &= a_1 a_0 + a_2 a_1 + \ldots\ldots + a_p a_{p-1} \\
R(-T) &= a_0 a_1 + a_1 a_2 + \ldots\ldots + a_{p-1} a_p \\
R(kT) &= a_k a_0 + a_{k+1} a_1 + \ldots\ldots + a_p a_{p-k} \\
R(-kT) &= a_0 a_k + a_1 a_{k+1} + \ldots\ldots + a_{p-k} a_p
\end{aligned}$$

da cui si ottiene $R(kT) = R(-kT)$.

Un altro modo di calcolare la funzione di autocorrelazione può essere ottenuto esprimendola matematicamente per mezzo di un operatore z^k che provoca uno spostamento temporale pari ad un tempo kT nei confronti del tempo 0. La sequenza generica terminante al tempo 0 diventa allora:

$$[6] \qquad a_0 z^0 + a_1 z^1 + \ldots\ldots + a_p z^p$$

e si dimostrerà che moltiplicando la [6] per la

$$[7] \qquad a_0 z^0 + a_1 z^{-1} + \ldots\ldots + a_p z^{-p}$$

ricavata dalla [6] cambiando il segno degli esponenti si ottiene la funzione di autocorrelazione. Infatti in base alla definizione di funzione di autocorrelazione data precedentemente si può scrivere:

$$[8] \qquad R = \sum_{k=-p}^{p} (a_0 z^0 + a_1 z^1 + \ldots\ldots a_p z^p)\ (a_0 z^{0+k} + a_1 z^{1+k} \ldots\ldots a_p z^{p+k})$$

in cui devono essere sommati solo i contributi che provengono da prodotti di potenze aventi il medesimo esponente. Questo equivale a usare la seguente regola.

$$[9] \qquad z^i \cdot z^{j+k} = \delta_{i,\,j+k} \cdot z^k$$

dove $\delta_{i,\,j+k}$ è l'operatore di Kroneker che vale 1 se $i = j + k$ e 0 in caso contrario.

Dalle [8] e [9] si ottiene:

$$[10] \quad R = \sum_{k=-p}^{p} \sum_{i=0}^{p} a_i z^i \cdot \sum_{j=0}^{p} a_j z^{j+k} = \sum_{k=-p}^{p} \sum_{i=0}^{p} \sum_{j=0}^{p} a_i a_j z^k \delta_{i,\,j+k}$$

per effetto della δ di Kroneker l'unico termine dei sommatori in i diverso da zero è quello per cui $i = j + k$; inoltre poiché i coefficienti a_j sono definiti solo per $0 \leqslant j \leqslant p$, si avrà che fissato k, per $k > 0$: $0 \leqslant j \leqslant p - k$ e per $k < 0 : |k| \leqslant j \leqslant p$ e quindi:

$$[11] \quad R = \sum_{k=0}^{p} z^k \sum_{j=0}^{p-k} a_j a_{j+k} + \sum_{k=-p}^{-1} z^k \sum_{j=|k|}^{p} a_j a_{j-|k|} .$$

Se nel secondo sommatorio si esegue il cambiamento di indice $j = l + |k|$, per $j = |k|$, $l = 0$ e per $j = p$, $l = p - |k|$ si ottiene:

$$[12] \quad R = \sum_{k=0}^{p} z^k \sum_{j=0}^{p-k} a_j a_{j+k} + \sum_{k=-p}^{-1} z^k \sum_{l=0}^{p-k} a_{j+|k|} a_l, \text{ ossia:}$$

$$[13] \quad R = \sum_{k=-p}^{p} z^k \sum_{j=0}^{p-|k|} a_j a_{j+|k|} .$$

Ma si può vedere che la [13] è lo sviluppo del prodotto di [6] e [7] e cioè:

$$[14] \quad R' = \sum_{i=0}^{p} a_i z^{-i} \sum_{j=0}^{p} a_j z^j ,$$

eseguito con le normali regole algebriche; infatti:

$$[15] \quad R' = \sum_{i=0}^{p} \sum_{j=0}^{p} a_i a_j z^{j-i} .$$

Eseguendo il cambiamento di indice $k = j - i$, il valor massimo di k si ha quando j è massimo ed i è minimo, mentre il valor minimo di k quando j è minimo ed i è massimo, per cui $-p \leqslant k \leqslant p$. Inoltre, fissato k, $j = k + i$ e quindi, tenuto conto che i coefficienti a sono definiti solo per $0 \leqslant j \leqslant p$, per $k > 0$ il valor massimo di j è p ed il suo valor minimo è k mentre per $k < 0$ il valor massimo di j è $p - |k|$ ed il valor minimo è 0, si ha quindi:

$$[16] \quad R' = \sum_{k=0}^{p} z^k \sum_{j=k}^{p} a_j a_{j-k} + \sum_{k=-p}^{-1} z^k \sum_{j=0}^{p-|k|} a_j a_{j+|k|} .$$

Se ora nel primo sommatorio si esegue il cambiamento di indice $j = l + k$ si ottiene:

$$[17] \quad R' = \sum_{k=-p}^{p} z^k \sum_{j=0}^{p-|k|} a_j a_{j+|k|} .$$

Si vede così come lo sviluppo del prodotto [14] coincida con la funzione di autocorrelazione della sequenza [6]. Per ottenere praticamente la funzione di autocorrelazione di una sequenza si può utilizzare un dispositivo come quello di figura 4 in cui l'uscita è il

prodotto della sequenza di entrata per la funzione di trasferimento impulsiva. Poiché questa vale:

[18] $$1 + z^{-1} - z^{-2} + z^{-3} - z^{-4}$$

In base a quanto visto precedentemente quando la sequenza di entrata, preceduta e seguita da zeri, è:

[19] $$1 + z^{1} - z^{2} + z^{3} - z^{4} .$$

si ottiene la funzione di autocorrelazione.

Il prodotto di [18] per [19] infatti è la funzione di autocorrelazione della sequenza e vale:

$$-z^{-4} + z^{-2} - 2z^{-1} + 5 - 2z^{1} + z^{2} - z^{4}$$

a cui corrisponde una sequenza, —1, 0, 1, —2, 5, —2, 1, 0, —1 in uscita dal dispositivo di riconoscimento (fig. 5); come si vede la sequenza è palindromica e cioè uguale se letta da sinistra a destra e viceversa. Ciò è comprensibile in quanto si tratta di una successione di bit uguali alla funzione di autocorrelazione della sequenza che è sempre pari.

2. Definizione della funzione più sfavorevole.

Nel caso di sequenze binarie e quando il dispositivo di riconoscimento ha pesi di valore ± 1 la sequenza più sfavorevole è quella che contiene uno o più elementi del prefisso ed è tale per cui i suoi elementi, non comprendenti quelli del prefisso, determinano in uscita dal dispositivo di riconoscimento un contributo pari a $+1$ per ogni elemento ([6]). Essa ovviamente è diversa a seconda del numero di elementi di prefisso che la compongono.

In figura 6 è riportata l'uscita del dispositivo di riconoscimento nel caso di sequenza più sfavorevole. Tale uscita viene chiamata funzione più sfavorevole S ed è, per quanto detto prima, ottenibile dalla funzione di autocorrelazione sommando a questa un contributo $+1$ per ogni spostamento temporale unitario. Risulta quindi: $S = R(kT) + |k|$. Questa affermazione è resa evidente dal fatto che la funzione di autocorrelazione è stata calcolata supponendo che la sequenza di sincronismo fosse preceduta e seguita da 0 mentre nel caso in esame ogni 0 è da sostituire con un bit $+1$ o -1 atto a fornire un contributo di $+1$.

(1345)

BIBLIOGRAFIA

1. - GILBERT E. N., *Synchronization of binary messages.* « IRE Trans. Inform. Theor. », Settembre, 1960, pagg. 470-477.
2. - BARKER R. H.: *Group synchronization of binary digital systems.* « Communication Theor. », W. Jackson Editor 1953.
3. - RAGAZZINI FRANKLIN: *Sampled data control systems.* Mc. Graw Hill, 1958.
4. - STIFFLER J. J.: *Synchronization methods for block codes.* « IRE Transactions on Information Theory », IT-8 (Settembre 1962), pagg. 525-34.

([6]) Poiché il dispositivo di riconoscimento dà in uscita un contributo $+1$ per ogni elemento del prefisso (quando è contenuto tutto il prefisso nel qual caso l'uscita vale $P = R(0)$ che è la più alta possibile) è logico chiamare sequenza più sfavorevole quella così definita in quanto determina il valore più alto possibile dell'uscita quando non tutto il prefisso è contenuto nel registro Q.

SENSIBILITÀ E PRECISIONE NELLA ELABORAZIONE CAMPIONATA DI SEGNALI RADAR

T. BUCCIARELLI, G. PICARDI (*)

SOMMARIO — Si è sperimentalmente analizzata la perdita in sensibilità di un sistema radar per effetto del campionamento del segnale ricevuto. Si è cercato il legame ottimo esistente tra la durata dell'impulso ricevuto e la banda della media frequenza del ricevitore. Infine sono state valutate la distribuzione dei fronti dell'impulso e la probabilità di sdoppiamento dell'eco (splitting).

SUMMARY — ***Sensitivity and accuracy in sampled radar systems.*** *An experimental analysis of the losses in a radar system due to sampling of the received signal is presented. The optimum value of the pulse length - IF bandwidth product has been determined and the pulse splitting probability with the pulse edge probability distributions have been evaluated. It has been established that an optimum although non critical value of pulse length - IF bandwidth product exists ($B_{IF}\,\tau \simeq 1.2$). For a required signal to noise ratio, it is possible to determine the value of the sampling frequency necessary to obtain a given accuracy with small pulse splitting probability.*

1. Introduzione.

È noto (bibl. 1, 2, 3) che il problema della ottimazione di un filtro di ricezione dal punto di vista del rapporto segnale-rumore conduce alla definizione di « filtro adattato ». Tale filtro è quello che rende massimo il rapporto tra il quadrato della sua tensione di uscita $v_u(t)$ valutata nell'istante t_0 ([1]) in cui è massima e la relativa potenza di rumore N_u. Questo rapporto viene reso massimo se il filtro presenta come funzione caratteristica lo spettro complesso coniugato dal segnale d'entrata. In queste condizioni tale rapporto ha il valore:

[1] $$\frac{v_u^2(t_0)}{N_u} = \frac{2E}{\eta},$$

ove E è l'energia associata al segnale ricevuto ed η è la densità di potenza del rumore in entrata (supposto bianco).

È possibile determinare la perdita in sensibilità di filtri di più facile realizzazione pratica rispetto al filtro adattato ideale.

In due casi i risultati sono riportati in figura 1. Da questa si vede che, con il semplice filtro accordato, si può raggiungere un'efficienza massima pari a 0,81, rispetto al filtro adattato, quando il prodotto della banda a frequenza intermedia B_{IF} per la durata dell'impulso τ assume il valore 0,4.

Tale approccio al problema dell'ottimazione di un ricevitore presuppone, come risulta dalla [1], la conoscenza dell'istante t_0 in cui il segnale è presente; questa conoscenza non si ha nel caso dei sistemi radar. Si deve quindi adottare un criterio diverso, corrispondente alla massima probabilità P_D di rivelare il segnale utile, indipendentemente dall'istante di presenza, per un certo valore della probabilità P_{fa} di falso allarme.

L'analisi è condotta aprendo una porta in ricezione, sufficientemente larga, in modo da eliminare l'incertezza temporale (e quindi in distanza) dell'eco radar. Ritenendo questo metodo derivato da quello di ottimazione adattata, sopra descritto, con l'esten-

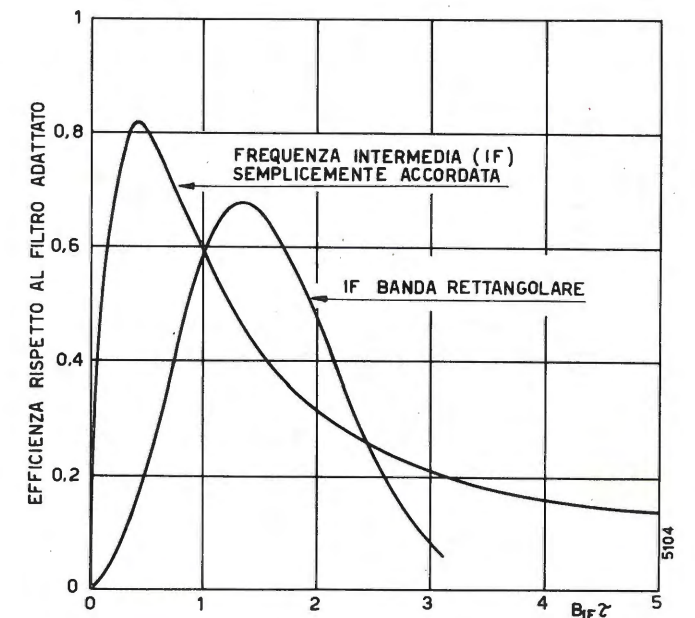



Fig. 1. — Perdita di sensibilità di sistemi impieganti vari tipi di filtro rispetto al caso del filtro adattato assunto come riferimento (0 dB) al variare del prodotto banda di media frequenza B_{IF}-durata dell'impulso τ.

(*) Dott. ing. Tullio Bucciarelli della Selenia S.p.A., Roma. Prof. ing. Giovanni Picardi dell'Università di Perugia e della Selenia S.p.A., Roma.

Dattiloscritto pervenuto il 6 ottobre 1971.

([1]) La selezione di questo istante può essere ottenuta con una porta opportunamente posizionata.

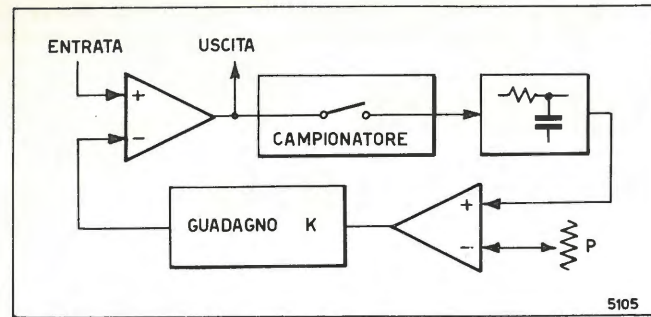



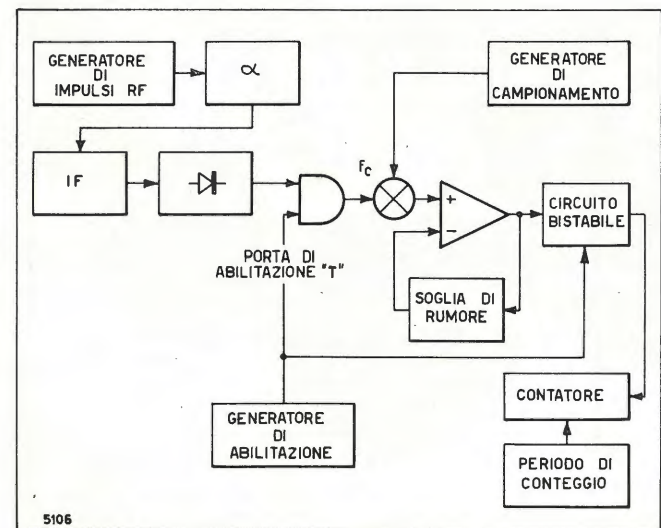
Fig. 2. — Circuito di generazione della soglia di rivelazione.

sione della porta di analisi, si potrà qualitativamente osservare che, nel caso in oggetto, si raggiungerà l'ottimo, per un particolare tipo di filtro a semplice accordo, con una larghezza di banda B_{IF} più ampia di quella richiesta per soddisfare il criterio di adattamento (fig. 1). Infatti l'allargamento della banda determina, quando vi sia una porta di ampia durata, un maggiore tempo di analisi con diversi impulsi di rumore (il tempo di correlazione è infatti proporzionale all'inverso della banda). Ciò può, in un certo qual modo, compensare l'aumento della potenza di rumore.

Il criterio di analisi adottato, e descritto nei particolari nel seguito, ha portato a risultati non discosti da quelli riportati nel lavoro citato in bibl. 4, ricavati però, a conoscenza degli autori, solo per sistemi non campionati.

Scopo del lavoro in oggetto è l'analisi sperimentale di un sistema campionato. L'approccio teorico del problema, di notevole complessità analitica, è riportato nel rapporto RT-SEL-71059-In. (bibl. 11).

2. Circuito di misura e valutazione della sensibilità.

Nel caso si apra una porta relativamente più larga della durata dell'impulso conviene definire il significato che acquistano la probabilità di rivelazione P_D e quella di falso allarme P_{fa}: si considera favorevole l'evento rappresentato dal fatto che vi sia stato superamento della soglia in almeno uno dei campioni contenuti nella porta; P_D e P_{fa} saranno allora la percentuale che su n prove indipendenti m diano un risultato positivo nel caso rispettivamente di presenza o assenza del segnale.

La P_{fa} è un dato fondamentale del problema radar e secondo il criterio di Newman-Pearson deve essere fissata a priori. È stato dunque realizzato un circuito riportato in figura 2, che è appunto in grado di mantenere costante la P_{fa} (bibl. 5, 6) ad un valore impostabile dall'esterno mediante il potenziometro P, per una variazione sufficientemente ampia della varianza del rumore in entrata dovuta ad instabilità a breve e lungo termine.

Per valutare la sensibilità di un sistema radar è necessario misurare P_D, ciò è possibile mediante il circuito descritto in figura 3.

Il segnale, un impulso rettangolare a RF, viene filtrato da un circuito accordato di banda B_{IF} piccola rispetto alla frequenza centrale e successivamente rivelato.

Fig. 3. — Circuito di misura.

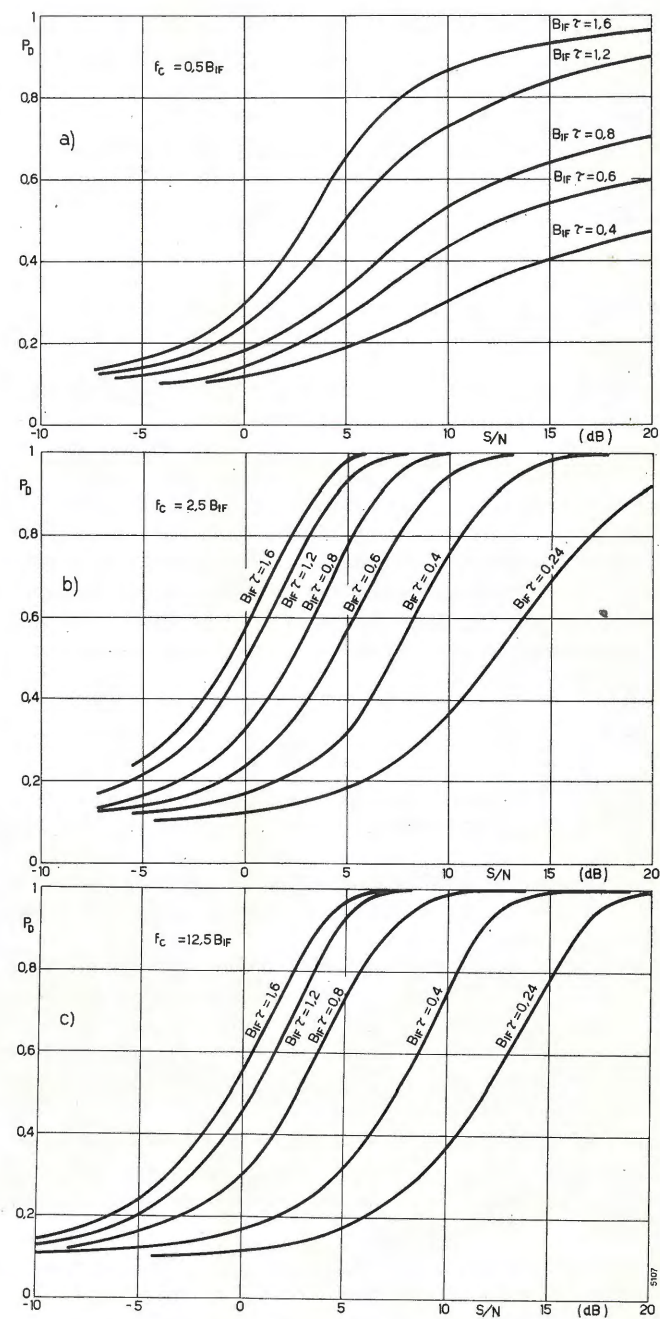



Fig. 4. — Andamento della probabilità di rivelazione P_D al variare del rapporto «segnale/disturbo» S/N con una probabilità di falso allarme P_{fa} costante e con una porta di durata $2{,}4/B_{IF}$, per i seguenti tre valori della frequenza di campionamento: $f_c = 0{,}5\ B_{IF}$, $2{,}5\ B_{IF}$, $12{,}5\ B_{IF}$.

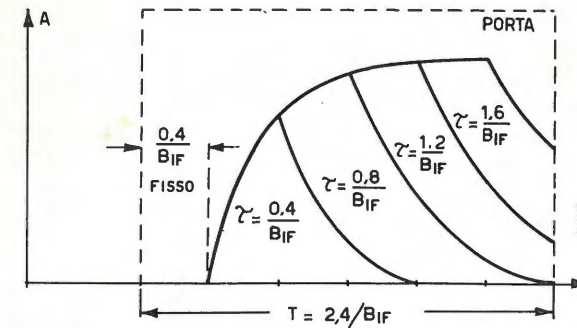



Fig. 5. — Posizione relativa dell'impulso e della porta.

Il segnale viene abilitato in un intervallo di durata T e quindi viene campionato a frequenza f_c che viene di volta in volta variata. Il segnale presente viene quindi confrontato con la tensione di soglia V_s (lentamente variabile). Il successivo bistabile viene abilitato dalla stessa porta di durata T; non appena la tensione di soglia viene superata esso cambia stato, un ulteriore superamento della tensione di soglia non viene quindi conteggiato.

Il sistema viene tarato in modo che in ogni condizione di T e f_c la probabilità di falso allarme si mantenga ad un valore prefissato P_{fao}. La probabilità viene letta quale frazione del numero massimo possibile rappresentato dal rapporto tra il periodo di conteggio e il periodo T della porta di abilitazione.

Si è analizzata la risposta con una porta della durata di $2{,}4/B_{IF}$ ([2]), al variare della durata dell'impulso d'entrata. Si è ricercata quindi la condizione di massima sensibilità.

Nella figura 4 sono riportate, a titolo esemplificativo, le famiglie delle curve P_D in funzione di S/N relative a frequenze di campionamento rispettivamente di 0,5, 2,5, 12,5 B_{IF}. Si è quindi verificato che quest'ultimo caso è praticamente coincidente con quello analogico; tale verifica si effettua eliminando dal circuito di figura 3 il campionatore.

In tutte queste prove si è tenuta fissa la durata T della porta di abilitazione e la posizione del fronte di salita dell'impulso (fig. 5).

Dalle misure fatte è stato poi possibile risalire al legame esistente tra la durata dell'impulso ed il rapporto S/N fra segnale e rumore, valutato il 50% della probabilità di rivelazione, tenendo fisso il valore di T. I risultati sono riportati per le frequenze di campionamento f_c pari a 0,5, 2,5, 12,5 B_{IF} nella figura 6. In tale figura le curve continue sono quelle relative al caso in cui ad una variazione della durata dell'impulso d'entrata non venga fatta corrispondere alcuna variazione dell'ampiezza d'entrata; le curve a tratti si riferiscono invece al caso in cui l'ampiezza venga fatta variare in modo da mantenere inalterata l'energia del segnale d'entrata.

Nella figura 7 sono raccolti i risultati delle misure eseguite ad energia del segnale d'entrata costante per frequenze di campionamento variabili da 0,5 a 12,5 B_{IF}.

([2]) La scelta di tale durata è stata dettata dalla esigenza di disporre di una porta aperta per una durata doppia di quella dell'impulso τ, che con la stessa media frequenza, dà in caso analogico la migliore sensibilità (vedi pag. 201 di bibl. 4).

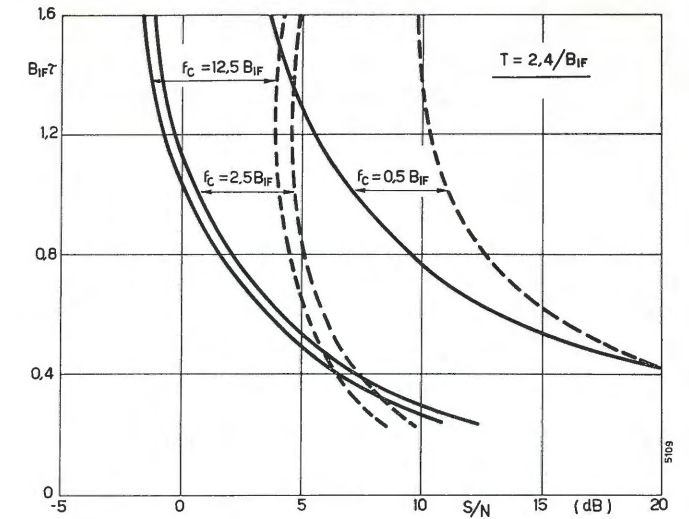



Fig. 6. — Andamento di $B_{IF}\ \tau$ e quindi della durata τ dell'impulso in entrata in funzione del rapporto S/N valutato al 50 % di $P_D(P_{fa} = 0{,}1)$, per tre diversi valori di f_c e per durata della porta $T = 2{,}4/B_{IF}$. Curve continue: ampiezza costante dell'impulso d'entrata; curve a tratti: energia costante dell'impulso d'entrata.

Come è facile osservare tali curve presentano un minimo di rapporto segnale disturbo quando, analogamente a quanto accade per i sistemi analogici (bibl. 4), il prodotto larghezza di banda di frequenza intermedia durata dell'impulso d'entrata raggiunge il valore:

$$B_{IF}\ \tau = 1{,}2 \quad [2]$$

per f_c sufficientemente elevate.

Si può osservare che tale minimo non è molto critico; infatti per frequenze di campionamento sufficientemente elevate, superiori cioè a 2,5 B_{IF}, l'impiego

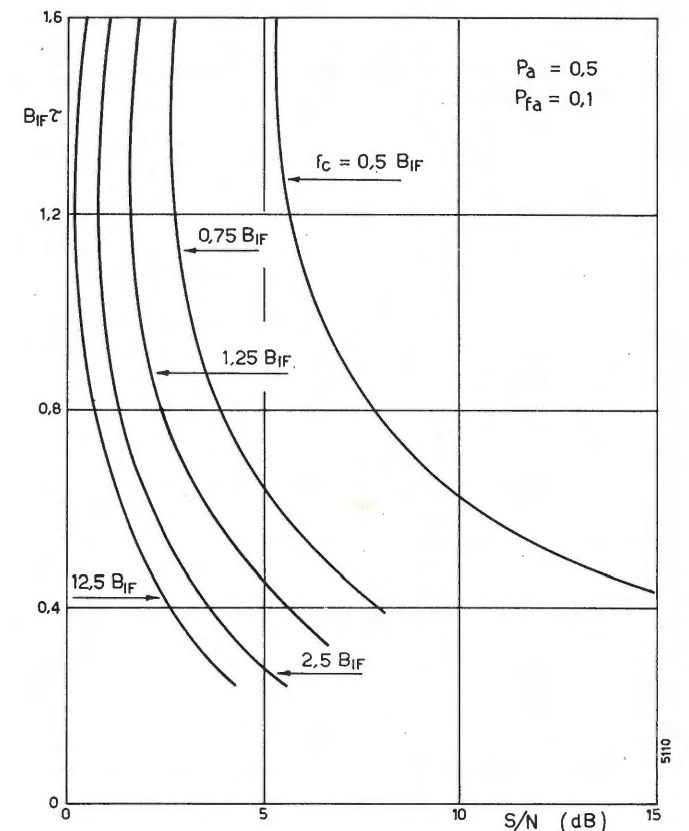



Fig. 7. — Andamento di $B_{IF}\tau$ in funzione di S/N al variare di f_c per impulsi d'entrata ad energia costante con durata della porta $T = 2{,}4/B_{IF}$.

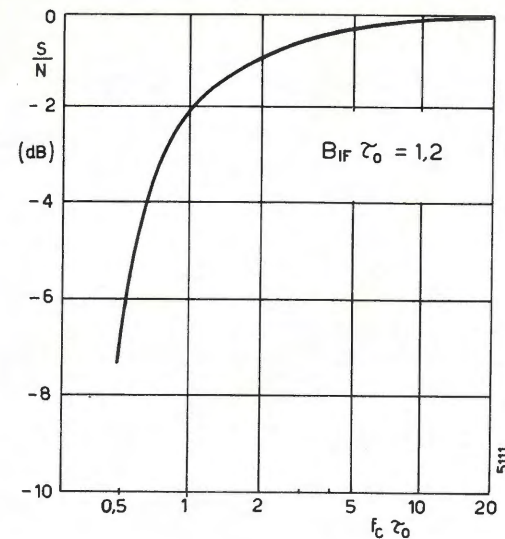



Fig. 8. — Sensibilità di un sistema campionato al variare della frequenza di campionamento.

di bande tali che il prodotto $B_{IF}\,\tau$ sia compreso tra 0,8 ed 1,6 conduce a perdite inferiori a 0,5 dB. Riportando in figura 8 l'andamento delle perdite di sensibilità per il valore ottimo di $\tau = \tau_0 = 1{,}2/B_{IF}$. Si noterà come non si abbia convenienza ad aumentare la f_c al di sopra di un certo valore. Sulle ascisse è riportato il prodotto frequenza di campionamento-durata ottima dell'impulso ($f_c\,\tau_0$) che rappresenta il numero dei campioni prelevati durante τ_0. Le misure sono state effettuate con una frequenza intermedia con larghezza di banda 0,4 MHz.

Una serie di misure, il cui risultato è riportato in figura 9, è consistita nel determinare l'influenza della durata T dell'apertura della porta (fig. 3) sulla sensibilità del sistema radar in esame per un impulso d'entrata della durata τ_0, supponendo che la durata T sia simmetrica rispetto alla fine dell'impulso d'entrata. Si può osservare che se T varia tra 0,07 τ_0 e 2 τ_0 si ha una variazione massima di 0,7 dB circa. L'andamento della curva verifica quanto qualitativamente affermato nell'introduzione.

3. Precisione di un sistema radar campionato.

Un problema di notevole interesse nella rivelazione di un segnale radar, è, come si è già detto nell'introduzione, la determinazione dell'istante di presenza del-

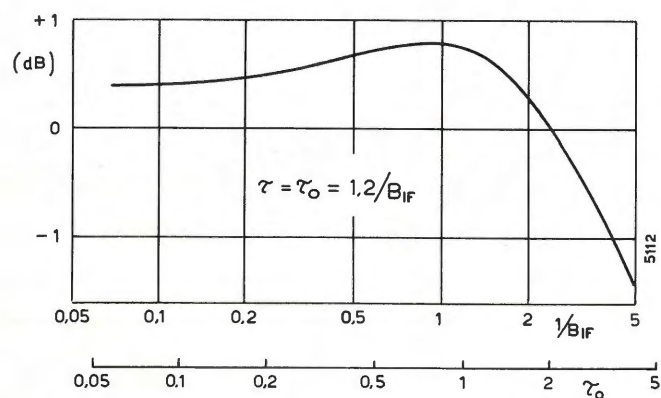



Fig. 9. — Andamento della sensibilità del sistema al variare della durata dalla porta.

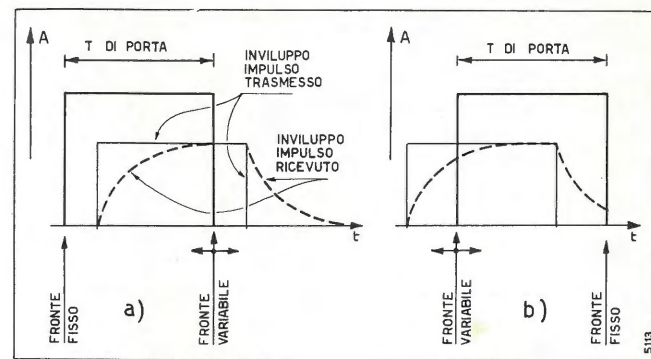



Fig. 10. — Schematizzazione del sistema di misura con porta variabile; *a*) varia il fronte di chiusura; *b*) varia il fronte di apertura.

l'impulso in ricezione. Val la pena determinare quindi la distribuzione temporanea del primo istante di superamento e dell'ultimo, al variare del rapporto segnale-disturbo.

A tale scopo sono state fatte due serie di misure; nella prima, fissato l'impulso, si è fatto variare il fronte di chiusura dalla porta (fig. 10a); in tal modo il sistema di figura 3 conta soltanto i superamenti avvenuti nella prefissata durata della porta.

Per particolari valori di P_D (0,5 — 0,9) ottenuti come descritto nel paragrafo precedente, è stato possibile ricavare l'andamento delle distribuzioni dei primi superamenti per $\tau = \tau_0$, $= 2\,\tau_0/3$, $= \tau_0/3$: tale andamento è riportato in figura 11.

Si osservi che il sistema di misura, per le parti a frequenza intermedia introduce un ritardo aggiuntivo a quello di $0{,}4/B_{IF}$ indicato in figura 10a; questo fatto si ripercuote, come ben visibile, sugli andamenti di figura 11.

Si può inoltre notare che, per un impulso $\tau_0/3$, è sufficiente una durata di apertura della porta pari a $1{,}2/B_{IF}$ per arrivare a regime; questo tempo è più lungo per un impulso avente durata τ_0. Il fatto che la condizione di regime si raggiunga più rapidamente con impulsi brevi, dipende dalla minore attenuazione necessaria per avere la medesima P_D che si ha in presenza di impulsi lunghi.

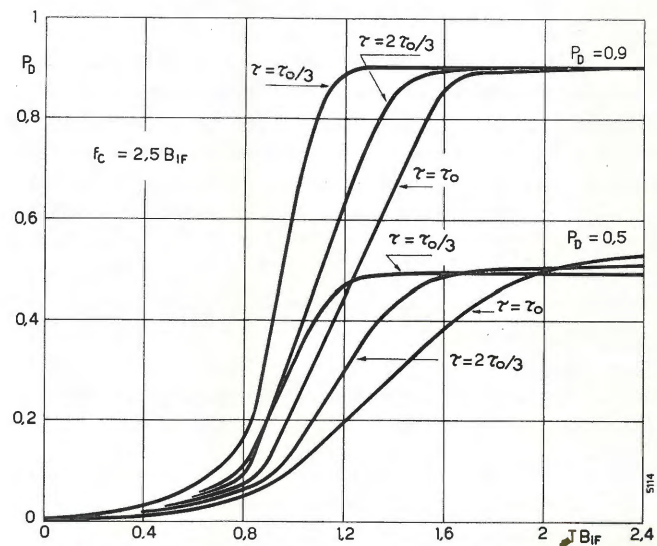



Fig. 11. — Andamento temporale della distribuzione dei primi superamenti (porta a chiusura variabile).

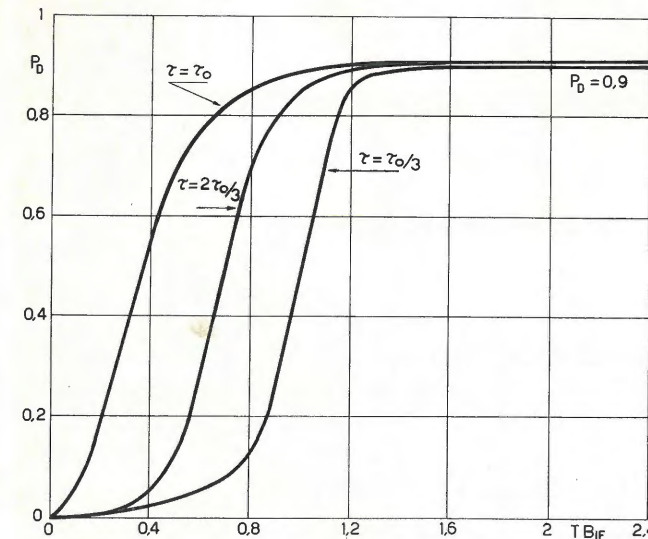



Fig. 12. — Andamento temporale della distribuzione degli ultimi superamenti (porta ad apertura variabile).

Facendo variare il fronte di apertura della porta di abilitazione (fig. 10b) e tenendo fisso quello di chiusura, è stata ottenuta la distribuzione di probabilità dell'ultimo istante di superamento della soglia, riportato nella figura 12 per $P_D = 0{,}9$.

Un attento esame delle distribuzioni così ottenute consentirà di stabilire una conveniente legge attraverso cui risalire alla valutazione del corretto posizionamento dell'impulso per prefissate condizioni di lavoro.

Conviene inoltre valutare la probabilità che un segnale, per un certo rapporto segnale disturbo, venga

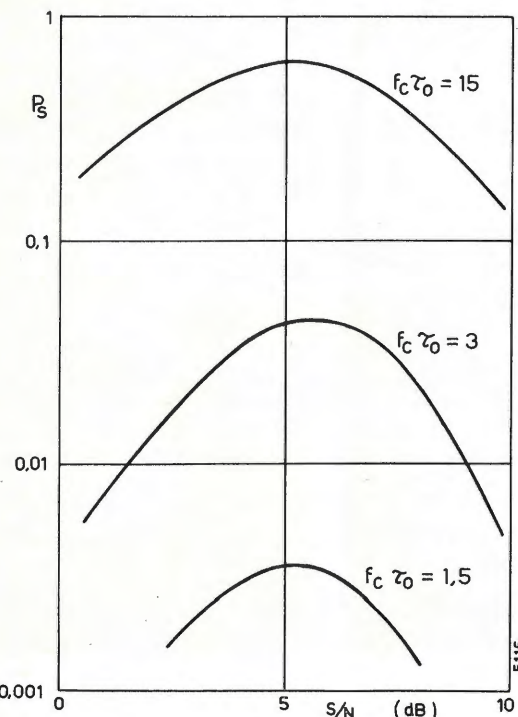



Fig. 13. — Andamento della probabilità di sdoppiamento (splitting) P_S in funzione di S/N al variare di f_c.

diviso in almeno due parti: (P_S = probabilità di sdoppiamento o « splitting »); il sistema di elaborazione finale non è in tal caso in grado di stabilire se si è in presenza di un solo eco-radar o piuttosto di due susseguentesi. Allo scopo si è modificato in maniera opportuna lo schema di figura 3 in modo da rilevare la probabilità che una volta accertata la presenza di un bersaglio, a causa del basso valore di S/N, si determini una nuova presenza entro la porta in esame, quando in entrata vi sia un solo segnale di durata τ_0 per ogni porta. Si è così visto, come risulta dalla figura 13, che tale andamento presenta un massimo per un certo valore del rapporto segnale-disturbo sufficientemente indipendente dalla frequenza di campionamento.

4. Conclusione.

Sulla base dei risultati ottenuti è possibile determinare una opportuna frequenza di campionamento, che, compatibilmente con un certo rapporto segnale-rumore, fornisca la voluta precisione in distanza con una limitata probabilità di sdoppiamento dell'eco-radar.

(1349)

BIBLIOGRAFIA

1. - SKOLNIK M. I.: *An introduction to radar systems.* « Mc Graw Hill Book » Co., 1961.

2. - SCHWARTZ M.: *Information, transmission, modulation, and Noise.* « Mc Graw Hill Book Co. ».

3. - BARTON D. K.: *Radar system analysis.* « Prentice-Hall », 1964.

4. - LAWSON J. L., UHLENBECK G. E.: *Threshold signals.* « Boston Technical Publishers, Inc. », 1964.

5. - BUCCIARELLI T., PICARDI G.: *Sistema adattivo atto ad eliminare particolari segnali spuri nella estrazione di informazioni radar.* « Alta Frequenza », novembre 1971.

6. - PICARDI G., TORELLI P.: *Sulla generazione di un rumore a bassa frequenza.* « Automazione e strumentazione », maggio 1969.

7. - DAVENPORT W. B., ROOT W. I.: *An introduction to the theory of random signals and noise.* « Mc Graw Hill Book Co. », 1958.

8. - MIDDLETON D.: *An introduction to statistical communication theory* ». Mc Graw Hill Book Co. », 1960.

9. - BENNETT W. R.: *Methods of solving noise problems.* « Proc. IRE », 44, maggio 1956.

10. - MARCUM J. I., SWERLING P.: « IRE Transactions on Information Theory », aprile 1960 n. 2.

11. - BUCCIARELLI T., PICARDI G.: *Analisi sperimentale sulla sensibilità e precisione di un sistema radar campionato*, RT-71059. In « Selenia ».

NOTIZIARIO

IL PIÙ GROSSO CAVO COASSIALE PER LA PIÙ GRANDE STAZIONE RADIOTRASMITTENTE EUROPEA AD ONDE CORTE — La più potente stazione radiotrasmittente ad onde corte d'Europa è attualmente in costruzione per la compagnia radiofonica tedesca « Deutsche Welle ». Quando sarà ultimata, la stazione disporrà di un totale di dodici trasmettitori da 500 kilowatt.

L'organizzazione radiofonica « Deutsche Welle » trasmette attualmente 89 programmi in 33 lingue ed ha raggiunto oramai la saturazione per i suoi dieci trasmettitori da 100 kilowatt situati a Jülich, presso Colonia (Germania Occidentale). Poiché era impossibile potenziare le installazioni di Jülich, è stato deciso di costruire una nuova stazione.

Dopo aver esaminato diverse possibilità, la scelta è infine caduta su una località presso Ettringen, nella valle di Wertach, a 50 km a sud-est di Augsburg e 70 km a ovest di Monaco, sede dei Giochi Olimpici del 1972.

Durante i Giochi Olimpici funzioneranno quattro trasmettitori principali con uno di riserva, ciascuno con una potenza d'uscita di 500 kW.

La frequenza ottima di trasmissione per ciascuno dei 33 programmi in lingua straniera trasmessi in tempi diversi durante il giorno verrà scelta automaticamente mediante un calcolatore, al quale verranno affidate inoltre numerose funzioni di controllo; l'automazione adottata consentirà di operare la stazione con un organico di sole 40 persone.

I dodici trasmettitori verranno collegati mediante un selettore a 74 antenne allineate lungo tre corridoi che si dipartono radialmente da un'area di 300 m di diametro entro la quale sono sistemati gli edifici dei trasmettitori e di selezione delle antenne. I corridoi di antenna sono larghi 120 m e si estendono sino a 1400 m dall'area centrale. La stazione completa occuperà un'area di circa 9 kmq.

Le antenne principali consistono in una rete di conduttori radianti sospesi tra 53 torri da 35 a 125 m di altezza. Sono inoltre previste antenne logaritmico-periodiche ed alcune antenne direzionali.

Il collegamento tra selettore ed antenna avviene mediante un cavo coassiale speciale, che è attualmente il più grosso cavo coassiale per alta frequenza di questo tipo. Il cavo, illustrato in figura 1, ha un diametro esterno di 246 mm, e viene prodotto dalla Felten & Guilleaume Kabelwerke AG di Colonia in collaborazione con la Kabel- und Metallwerke Gutehoffnungshütte AG (Kabelmetal) di Hannover impiegando macchine appositamente costruite.

Il cavo consiste in un conduttore interno formato da un tubo di rame corrugato radialmente con diametro di 99 mm e spessore di 6/10 mm ed un conduttore esterno di alluminio corrugato spiroidalmente con diametro di 246 mm e spessore di 2,5 mm.

Il corrugamento radiale sul conduttore interno di rame e quello spiroidale su quello esterno di alluminio conferisce al cavo una flessibilità sufficiente per poterlo avvolgere in fabbrica su tamburi di 4,5 m di diametro (fig. 2) e poterlo svolgere in fase di posa.

Internamente al cavo, con un passo di 25 cm, i distanziatori mantengono concentrici i conduttori esterno ed interno. Ognuno dei 212.000 distanziatori è costituito di tre elementi in resina fluorocarbonica « Teflon » FEP della Du Pont disposti a 120°. I distanziatori sono mantenuti in posizione da anelli aperti d'acciaio rivestito di rame (fig. 3), Essi vengono stampati a iniezione simultaneamente sull'anello d'acciaio ramato e non richiedono successive lavorazioni.

Per questa particolare applicazione è stato scelto il « Teflon » FEP adatto per stampaggi a iniezione per la sua combinazione unica di caratteristiche elettriche, termiche e di processabilità. Il FEP della Du Pont ha una costante dielettrica di 2,1 che rimane costante per l'intera gamma di temperatura e frequenze di esercizio ed inoltre può resistere a temperature continue di servizio di 205 °C. La resistenza termica del FEP è necessaria perché il conduttore interno può raggiungere la temperatura di 140 °C.

La massima temperatura prevista per il conduttore interno è di 140 °C per una frequenza di lavoro di 26 MHz e temperatura ambiente di 35 °C. In queste stesse condizioni, la temperatura raggiunta dal conduttore esterno è di 75 °C.

Il cavo, che può piegarsi secondo un raggio minimo di 1,70 m, è prodotto dalle due case costruttrici in lunghezze di 180 m avvolte su tamburi alti 2,4 m e con diametro di 4,5 m. I tamburi, caricati su 16 vagoni ferroviari speciali delle Ferrovie Federali Tedesche, saranno spediti a Ettingen lungo un percorso privo di gallerie. Dalla stazione d'arrivo, i tamburi verranno trasportati su autocarri al luogo di impiego, distante circa cinque chilometri. Undici dei cinquantatre chilometri di cavo saranno posati in cunicoli interrati, i rimanenti su supporti di cemento esterni.

La lunghezza delle tratte installate di cavo varia da 250 a 1900 metri; gli elementi di tratta vengono collegati saldando tra loro i conduttori interni di rame e quelli esterni di alluminio.

Il cavo complessivo contiene approssimativamente 100 tonnellate di rame, 370 tonnellate di alluminio e 30 tonnellate di resina fluorocarbonica « Teflon » FEP. (1398)

Fig. 1

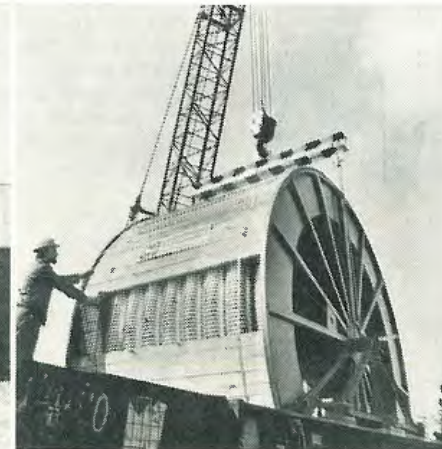



Fig. 2

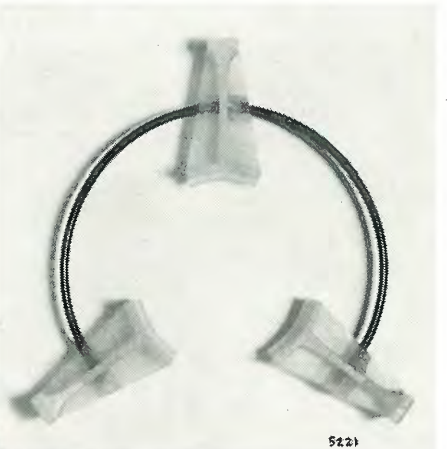



Fig. 3

APPARECCHIO PER ISPEZIONE NOTTURNA — Un apparecchio d'ispezione a mano che permette alla polizia e al personale di sicurezza di scoprire gli oggetti di grandezza umana ad una distanza di oltre mezzo chilometro alla luce della luna, è stato presentato dalla GTE Sylvania Inc.

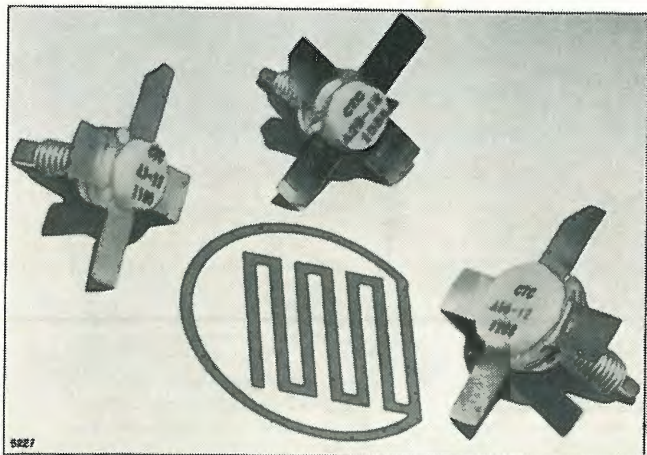
L'apparecchio assomiglia a un piccolo telescopio ed usa intensificatori d'immagine per amplificare la luce fino a 45.000 volte. Se la scena è illuminata da una luce, come ad esempio un baleno improvviso, un controllo automatico dell'intensificazione regola l'apparecchio in modo da mantenere una chiara immagine e da proteggere gli intensificatori.

L'apparecchio, che pesa circa 1,5 kg, funziona con due batterie di tipo A per 50 ore. (1400)

TRANSISTORI DI POTENZA PER 50 MHz — Una serie di transistori per radiofrequenza fino a 50 MHz, di grande ripetibilità, elevato affidamento e notevole robustezza, viene ora prodotto dalla « Communications Transistor Corp. » affigliata alla Varian. La serie si compone di tre transistori, tutti funzionanti a 12 V: uno da 3 W (A 3-12), uno da 25 W (A 25-12) ed infine uno da 50 W (A 50-12). Essi sono illustrati in figura.

Una catena, comprendente un transistore da 3 W, uno da 25 W e quattro da 50 W, consente di ottenere una potenza di uscita di 200 W con una potenza di comando di 200 mW nel campo delle frequenze comprese fra 25 e 50 MHz.

I transistori costruiti su « chip » singolo vengono provati nella loro totalità e sopportano un rapporto di onde stazionarie (VSWR) infinito per qualsiasi angolo di fase, purché funzionino con i corretti valori delle tensioni di alimentazione e della potenza di dissipazione; garantiscono così la sopravvivenza dell'apparecchiatura anche in caso di guasti accidentali quali per esempio la rottura dell'antenna. Essi infatti hanno un elevato margine termico: per esempio il tipo A 50-12 può dissipare fino a 140 W.

Infine l'elevata precisione dei parametri intorno ai valori nominali consente costruzioni con piccoli margini di ritocco delle regolazioni per la messa a punto. (1402)

SISTEMA DI SORVEGLIANZA PER AEREO PARCHEGGIATO — Una guardia elettronica che protegge l'aereo parcheggiato da vandali o da ladri è stata messa a punto dalla GTE Sylvania Inc.

Se qualcuno tocca l'aereo protetto, l'installazione mette in allarme gli impiegati dell'aeroporto con una sirena, un faro, una luce molto intensa o un allarme a distanza. Nella foto riprodotta in mano alla persona di destra la luce, mentre l'altra persona indica la parte del sistema installato nell'aereo. A sinistra del pneumatico anteriore dell'aeroplano si trova l'apparato di allarme a distanza.

Il sistema funziona senza alcun rischio, con qualsiasi tempo, in qualsiasi condizione atmosferica e di visibilità, ivi compreso il caso in cui la visuale umana è completamente preclusa. (1399)

AMPLIFICATORI PER ANTENNA TV — Realizzati nello stesso robusto contenitore di nailon, completamente ermetico, la Prestel di Milano costruisce una serie di economici amplificatori d'antenna per televisione, da installare all'esterno, vicino all'antenna (dipolo) prima del cavo di discesa, ad 1, 2, 3, 4 transistori. Essi consentono un grande miglioramento del rapporto segnale disturbo e quindi buone ricezioni anche nelle zone marginali delle aree di servizio delle diverse stazioni TV.

I vari tipi si distinguono per un diverso guadagno, o per essere ad un solo canale nelle bande VHF oppure UHF, con o senza miscelatore od infine a due canali; uno VHF ed uno UHF. Gli amplificatori vengono forniti già tarati ed hanno, per ogni canale, una banda passante di 8 MHz; è quindi indispensabile precisare i canali richiesti.

L'alimentazione di tali amplificatori (12 V) è effettuata attraverso il cavo di discesa ed è ottenuta da un alimentatore della serie A3N installato internamente, per esempio agganciato sul retro dello stesso televisore.

La figura mostra a sinistra uno di tali amplificatori (diametro 80 mm, profondità 60 mm) e a destra un alimentatore (mm 80 × mm 70 × mm 40).

La Prestel costruisce numerosi altri tipi di amplificatori per antenna e i relativi alimentatori, oltre ai ben noti misuratori di campo, particolarmente utili per l'installazione delle antenne TV. (1392)

OLOCAMERA PIÙ MANEGGEVOLE — La figura illustra il primo dispositivo, di peso e dimensioni relativamente limitate (circa 8 kg e circa cm 30 × cm 30 × cm 15) e quindi facilmente trasportabile, che consente la registrazione di ologrammi, cioè di vere immagini a tre dimensioni. Esso è stato sviluppato dai tecnici della Hugues Aircraft Company e rappresenta un altro esempio di applicazione nel campo civile, degli studi sviluppati nella ricerca aerospaziale.

Un ologramma è un'immagine negativa, registrata su una lastra fotografica ad elevata risoluzione, ottenuta senza l'impiego di camera oscura o di lenti, bensì illuminando il soggetto con luce monocromatica coerente prodotta da un laser. La lastra fotografica riceve la luce laser sia direttamente, dalla sorgente, sia per riflessione sull'oggetto da « olografare », in proporzioni tali da ottenere le figure d'interferenza fra luce diretta e luce riflessa.

I tecnici prevedono numerose applicazioni pratiche di tale « olocamera »: nell'industria, in medicina, chirurgia, odontoiatria, nell'archeologia, nell'insegnamento e in molti altri campi. (1403)

ELABORATORE PER L'ANAGRAFE TRIBUTARIA — La figura illustra una parte della unità centrale del Sistema/370 IBM Modello 155. Installato al Centro Nazionale Elaborazione Dati (Roma E.U.R.) per l'Anagrafe Tributaria. Questo potente calcolatore, in grado di operare a velocità dell'ordine dei nanosecondi, è dotato di stampatrici che possono preparare documenti di migliaia di righe in pochi minuti, di unità di memoria esterna a dischi e nastri magnetici con capacità sufficiente a contenere le informazioni relative a tutti i contribuenti che risultano così accentrate in un'unica sede evitando inutili dupplicati o difficoltà di informazione relative ad uno stesso soggetto. Accanto a questa funzione principale, il Centro è in grado di svolgere altre attività: ad esempio le elaborazioni relative all'Imposta sul Valore Aggiunto (IVA) che, com'è noto, andrà in vigore dal 1º luglio 1972.

Il Sistema/370, inoltre, regola e controlla una rete per l'elaborazione dei dati a distanza, che consente un velocissimo e continuo « colloquio », mediante linee telefoniche, tra il Centro Nazionale e gli uffici periferici, provvisti di unità periferiche di elaborazione che verranno progressivamente installate nei vari uffici locali.

Le unità periferiche sono progettate e costruite interamente nello stabilimento della IBM Italia a Vimercate. (1397)

STAZIONE MOBILE PER TELECOMUNICAZIONI VIA SATELLITE — Sarà usata per esperienze di telecomunicazioni TV e audio con i satelliti ATS (Applications Tecnology Satellites) che saranno posti in orbita fra il 1973 e il 1975. La figura illustra il prototipo di tale stazione che viene sottoposto alle prove finali di accettazione presso la Hugues Aircraft Company di El Segundo (California) dove venne costruito per l'agenzia spaziale Goddard Space Flight. La stazione, che ha un'antenna del diametro di circa m 6,40, è aerotrasportabile per essere impiegata ovunque e sarà usata solo come terminale ricevente. (1407)

FILTRO DI 5° ORDINE GAUSSIANO — La Matthey Printed Products Limited di Burslem, Inghilterra (consociata italiana: Metalli Preziosi S.p.A., Paderno Dugnano - MI), comunica l'ampliamento della sua gamma di filtri passa basso con l'introduzione di un filtro compatto di 5° ordine che produce un impulso di uscita esente da guizzi. Le pre-elongazioni e sovraelongazioni accentuate vengono ridotte ad una forma di impulso liscia che equivale sostanzialmente ad una distribuzione gaussiana.

Questi moduli incapsulati (vedi figura) hanno le seguenti dimensioni: mm 20 × mm 22 × mm 10; sono disponibili con diverse frequenze di taglio e impedenze caratteristiche. L'attenuazione è di 6 dB per f/f_{3dB} = 1,5 e superiore a 20 dB per f/f_{3dB} = 3,0.

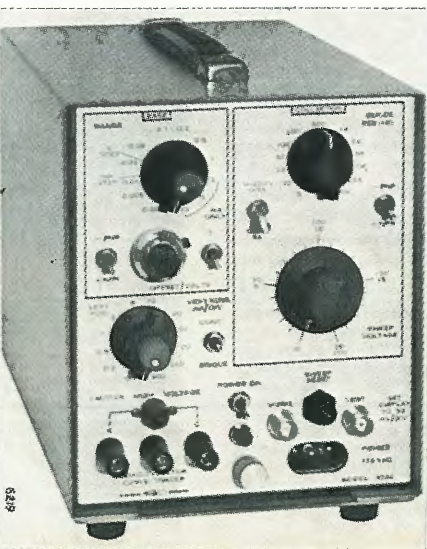
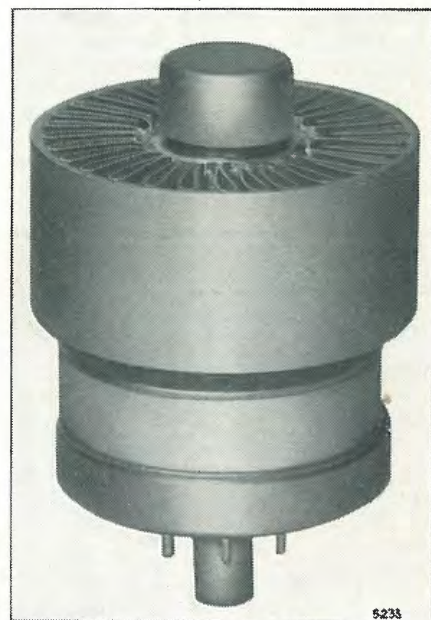
I filtri gaussiani Matthey sono piccoli, hanno un prezzo contenuto e sono idonei per quasi tutte le applicazioni destinate a modificare la forma dell'impulso. (1404)

AMPLIFICATORE AUDIO A CIRCUITI INTEGRATI TOTALMENTE PROTETTO CONTRO I CORTOCIRCUITI — Il problema dei cortocircuiti, che ha afflitto sin dall'origine gli amplificatori audio a circuiti integrati, è risolto nel nuovo amplificatore SL403D della Plessey Semiconductors (rappresentata a Milano) che è dotato di protezione integrale contro i cortocircuiti permanenti a massa in c.c. e in c.a. ai terminali d'entrata e di uscita. Esso ha una potenza di punta di 6 watt, con un valore efficace di 3 watt per un carico di 8 ohm e può essere collegato direttamente a un fonorivelatore a ceramica o a cristallo. La qualità della riproduzione è stata migliorata grazie a un tasso di distorsione inferiore a 0,3%.

Il dispositivo a 10 conduttori (vedi figura), può essere alimentato da 12 a 18 volt e collegato ad altoparlanti con impedenze da 3 a 15 ohm. Non è necessaria un'alimentazione stabilizzata data la forte riduzione dell'ondulazione (30 dB), per cui sono sufficienti un trasformatore, un raddrizzatore e un condensatore volano-stabilizzatore. (1393)

TRACCIATORE DELLE CURVE CARATTERISTICHE PER SEMICONDUTTORI — Questo strumento che non incorpora l'oscilloscopio ed è quindi più economico di altre apparecchiature similari, può essere usato con un qualsiasi oscilloscopio di uso generale. In particolare può essere innestato come « cassetto » in vari oscilloscopi della Tektronix. Esso è offerto dalla Systron Donner Concord, Divisione Strumenti (rappresentante Vianello - Milano) ed è denominato Mod. 9550.

Consente di ottenere, sullo schermo dell'oscilloscopio, le curve caratteristiche di diodi normali e Zener, di transistori di ogni tipo, compresi i tipi unipolari, FET, MOS-FET e di « tiristori ». È provvisto di una serie di comandi che permettono di scegliere l'ampiezza di spazzolamenti della tensione di collettore, i valori della corrente di base ecc. e di ottenere il funzionamento a spazzolamento singolo o ripetuto.

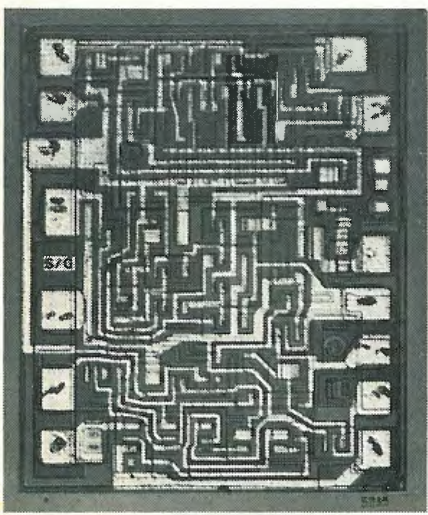
Lo strumento usa la tecnica dei circuiti integrati montati con zoccolo su « cartoline » a circuiti stampati che non possono essere innestati in modo errato. A richiesta sono disponibili vari accessori come adattatori e complessi per la prova e il confronto di due transistori. (1396)

TETRODO IN METALLO-CERAMICA — La figura illustra il tetrodo a fascio radiale in metallo-ceramica Eimac (divisione della Varian - rappresentante a Leinì - TO) modello 8876, raffreddato ad aria forzata sull'anodo esterno. Esso è previsto per l'impiego in amplificatori, oscillatori e modulatori a MA, MF, nelle radiomobili e nelle applicazioni a banda laterale singola. Consente una dissipazione anodica massima di 250 W e una potenza di alimentazione anodica massima (imput) di 500 W. Il catodo è mantenuto a temperatura relativamente molto bassa, conseguendo così una vita molto lunga ed elevate caratteristiche di fidabilità. Ha il diametro di 42 mm e l'altezza di 63 mm e pesa circa 120 grammi. (1480)

MULTIMETRO NUMERICO ECONOMICO — Un nuovo tipo di multimetro numerico con indicatori allo stato solido e precisione da laboratorio ad un prezzo praticamente uguale a quello dei corrispondenti strumenti da tipo analogico (poco più di 500.000 lire) è stato posto sul mercato dalla Hewlett-Packard con la sigla 3469A. Esso è in grado di eseguire misure di valore medio della tensione alternata da 1 mV f.s. a 500 V in una gamma di frequenze compresa tra 20 Hz e 10 MHz; misure di resistenza da 1 ohm f.s. a 10 megaohm f.s., misure di tensioni continue tra 100 mV e 1000 V f.s., e di correnti continue da 1 micro A a 100 mA f.s.

Per le tensioni alternate, la precisione della lettura varia, in rapporto alla frequenza e alla portata, da ± 0,25% della lettura ± 0,25% della portata a ± 2,5% della lettura ± 2,5% della portata. Il tempo di risposta è di 2 secondi. Per le resistenze la precisione dipende dalla portata e varia da ± 0,2% della lettura ± 0,2% della portata a 0,25% della lettura ± 1,0% della portata. Per le tensioni continue sulla portata 100 mV la precisione è ± 0,1% della lettura ± 0,2% della portata; sulle portate che vanno da 1 V a 1000 V la precisione è invece ± 0,1% della lettura e 0,1% della portata. La precisione per le misure di corrente è ± 0,2% della lettura ± 0,2% della portata.

Sulle portate 100 mV e 1 V l'impedenza d'entrata è 100 megaohm che scende a 10 megaohm per portate da 10 V a 1000 V.

Il 3469A indica automaticamente la polarità e, su tutte le portate, fornisce una protezione contro il sovraccarico. (1409)

CIRCUITI INTEGRATI PER RICEVITORI TELEVISIVI — La SGS, Società Generale Semiconduttori, ha aggiunto due nuovi circuiti integrati lineari alla lista dei suoi dispositivi adatti per applicazioni in ricevitori televisivi. Sono i tipi TBA 581 e TBA 591 studiati per l'uso nella sezione di media frequenza video TV come amplificatore, rivelatore ed amplificatore/pilota di bassa frequenza.

Il TBA 581 è adatto per pilotare uno stadio di uscita bassa frequenza complementare. Usato insieme con dispositivi discreti SGS BC 287 e BC 286 può fornire una potenza di uscita tipica di 1,5 W.

Il TBA 591 è invece adatto a pilotare uno stadio di uscita bassa frequenza in classe A sia a valvole, sia a transistori, ottenendo una potenza di uscita di circa 4 W.

Entrambi i circuiti hanno una tensione di uscita massima di circa 4 V, ottima sensibilità (100 microV) ed alta reiezione dalla MA (~ 50 dB). Essi sono incapsulati in contenitore Split DIP plastico. (1410)

STAZIONE SVEDESE PER TELECOMUNICAZIONI VIA SATELLITE — Il 3 dicembre 1971, è stata inaugurata ufficialmente a Tanum (Svezia) la stazione terrena del Nord che collegherà Svezia, Danimarca, Finlandia e Norvegia con il sistema globale di telecomunicazioni via satellite.

La costruzione della stazione è stata affidata, a seguito di gare internazionali, alla STS S.p.A. - Consorzio per Sistemi di Telecomunicazioni via Satellite - costituita fra la GT&E (Società Generale di Telefonia ed Elettronica, S.p.A.), la SIRTI (Società Italiana Reti Telefoniche Interurbane, S.p.A.) e la Società Italiana Telecomunicazioni (SIT) Siemens, S.p.A., di cui le ultime due fanno parte del Gruppo IRI-STET.

L'antenna, progettata e realizzata dalla SIRTI, è del tipo altazimutale, ha un diametro di circa 30 metri, un peso di oltre 340 tonnellate ed è stata costruita in acciaio speciale per basse temperature. È provvista di un sistema di sghiacciamento incorporato nei pannelli, capace di dissipare una potenza di circa 1 MW e di un dispositivo di puntamento con precisione di 5 centesimi di grado. Il sistema trasmittente, costruito dalla SIT Siemens, è essenzialmente costituito da 4 amplificatori da 1,2 kW con raffreddamento ad aria, mentre il sistema ricevente a basso rumore, del tipo a doppia conversione, è stato realizzato dalla GT&E, insieme con gli apparati di mo-demodulazione. Gli automatismi per il movimento dell'antenna sono stati forniti dalla Elsag. L'installazione degli apparati e le prove di messa a punto dell'intera stazione sono state effettuate dalla SIRTI. Le apparecchiature, quanto di più moderno esiste attualmente, sono state interamente progettate e costruite in Italia dalla SIT Siemens e dalla GT&E Italia.

La stazione, per mezzo dell'antenna montata sul satellite in orbita stazionaria sull'Oceano Atlantico, potrà ricevere e trasmettere comunicazioni telefoniche, telegrafiche, televisive e telex da e per tutti gli Stati dotati di stazioni terrene nel quadro del sistema globale INTELSAT. I primi risultati delle prove effettuate hanno valso alla Televerket (l'Amministrazione svedese delle Telecomunicazioni), alla quale è stata affidata la gestione della stazione, le congratulazioni da parte della COMSAT per le eccellenti prestazioni.

È questa la terza stazione realizzata dalla STS dopo quella di Balcarce I (Argentina) nel 1969 e quella del Fucino « C » in Italia, completata nel 1970, oltre alla stazione mobile approntata in Uganda in occasione della visita di S.S. Paolo VI. La STS sta curando attualmente la costruzione della stazione di Balcarce II in Argentina. (1394)

SERVIZI DI TEMPO E FREQUENZA CAMPIONE — Col 1° gennaio 1972 è stata adottata in tutto il mondo la nuova definizione atomica dell'unità di tempo. La definizione, dettata nel 1967 dalla XIII Conferenza Generale dei Pesi e delle Misure, si fonda su una particolare transizione iperfina del cesio, alla quale è stata assegnata la frequenza di 9.192.631.770,0 Hz.

Per quanto riguarda i segnali di tempo, la durata del « secondo » viene portata al valore nominale: ciò comporta una diminuzione di 30 nanosecondi (30 × 10^{-9} s) rispetto al valore precedente. Tale variazione non avrà effetti rilevanti nella vita civile, salvo l'introduzione ed eliminazione saltuaria di 1 secondo. Rilevanti invece possono essere le conseguenze per tutte le attività, per le quali sia importante la posizione angolare della terra come la navigazione marittima, aerea e spaziale, la geodesia e la geofisica.

Per quanto riguarda la frequenza, nulla cambierà in talune nazioni, tra le quali l'Italia, in quanto l'Istituto Elettrotec. Naz. di Torino (IEN) ha già introdotto dal luglio 1967 la nuova definizione nelle sue emissioni di *frequenza campione*. Su scala internazionale rilevanti saranno gli effetti, in particolare per taluni rami delle telecomunicazioni, in quanto l'introduzione della nuova unità comporta un aumento di 300 unità di 10^{-10} rispetto al valore attualmente adottato. Le industrie che operano nel campo delle telecomunicazioni potranno richiedere per questo la calibrazione dei propri campioni di frequenza.

L'Istituto Elettrotecnico Nazionale fornirà a richiesta ulteriori notizie sulla nuova unità, sui criteri d'introduzione, sulle modificazioni che verranno apportate alle emissioni di tempo campione e sui servizi svolti nel campo della metrologia del tempo e della frequenza. (1390)

SCARTI DEI SEGNALI DI TEMPO
(v. n. 6 - 1971, pag. 225)

SETTEMBRE 1971			OTTOBRE 1971		
a	*b*	*c*	*a*	*b*	*c*
1		+ 95	6		+113
8		+ 99	13		+117
15	- -0,3	+103	20	—0,3	+121
22		+107	27		+127
29		+110			

a) Giorni del mese; - *b*) Scarto di tempo TUC (IEN) - TUC (BIH) in ms (media mensile); - *c*) Scarto di tempo TUC (IEN) - TUC (RGO) in ms. (1391)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

Colapietro D.: **Tecnologia dei componenti elettronici.** « Ed. Siderea », Roma, 1971.

Due volumi, il 1° di 414 ed il 2° di 424 pagine, formato cm 17 × cm 24, rispettivamente con 401 e 312 figure e numerosi nomogrammi. Terza edizione.

Prezzo: 1° vol. L. 4000; 2° vol. L. 3800

Il testo si articola in due volumi; il primo si riferisce ai componenti passivi, il secondo ai componenti attivi (semiconduttori e tubi elettronici) e ai metodi di costruzione di apparati elettronici con le relative prove di collaudo.

Iniziamo dal primo volume. Sono analizzati per primi i resistori impiegati in elettronica, considerando la tipologia e le caratteristiche elettriche e meccaniche di tutti i principali resistori usati nelle apparecchiature professionali e di impiego civile. È analizzato anche il resistore sensibile alla luce e viene discusso accuratamente il suo funzionamento ai fini degli impieghi pratici.

Sono poi esaminati i condensatori seguendo un criterio analogo ossia:

a) definizione accurata delle caratteristiche elettriche dei materiali dielettrici e dei condensatori;
b) tecnologia costruttiva dei vari tipi;
c) campo di impiego dei vari tipi e loro flessibilità di caratteristiche.

L'argomento successivo riguarda induttori e trasformatori. È dato ampio spazio alla descrizione degli induttori in aria e con nucleo ferro-magnetico, alle proprietà dei materiali e caratteristiche costruttive degli avvolgimenti delle bobine e dei trasformatori. Sono analizzati sia elementi pratici costruttivi come anche le caratteristiche elettriche esterne conseguenti.

Sono poi esaminati i relè normali e quelli speciali, sia dal punto di vista elettrico sia dinamico (tempi di attacco, di rimbalzo, ecc.).

I cavi per trasporto di energia, telefonici e per telecomunicazioni a larga banda, sono oggetto di un successivo capitolo il 6°. Sono esaminati struttura, formazione e proprietà elettriche dei cavi e la trattazione è accompagnata da disegni esplicativi assai chiari ed accurati. È spiegata, ad esempio, la tecnica della pupinizzazione e della krarupizzazione dei cavi telefonici. Anche le guide d'onda sono prese in considerazione come componenti per il sistema di telecomunicazione a larga banda. Un breve richiamo qualitativo sulla teoria fisica delle guide introduce ad una descrizione tecnologica sulla costruzione, impiego e tipologia degli accessori: elementi d'accordo, giunzioni, terminazioni, ecc.

L'ultimo capitolo del primo volume riguarda i trasduttori elettroacustici, cioè microfoni ed altoparlanti. Dei microfoni sono descritte le caratteristiche elettriche in senso generale e poi dei singoli tipi (a carbone, piezoelettrici, a bobina mobile, ecc.); sono forniti diagrammi di direzionalità e di risposta in frequenza. Degli altoparlanti si parla poi esaminandone la risposta in frequenza dettagliatamente, in particolare per ciò che concerne il tipo magnetodinamico; è descritto poi più brevemente l'altoparlante elettrostatico.

Il primo volume termina con una raccolta di tabelle, nomogrammi e abachi, concernenti resistori e termistori di tipo più frequentemente usato; inoltre vi è anche una appendice che tratta degli effetti delle scariche elettriche accidentali pericolose per l'organismo umano e dei dispositivi di protezione relativi.

Il secondo volume tratta innanzitutto dei semiconduttori. Dopo una introduzione di carattere generale sulla fisica dei semiconduttori, esaminata secondo un punto di vista chiaro e qualitativo, si studiano le proprietà dei semiconduttori dal punto di vista sperimentale-operativo. Segue un esteso capitolo sulle tecniche di preparazione dei materiali semiconduttori e loro tecnologie costruttive; sono anche descritte le misure di controllo inerenti ai vari processi intermedi.

Lo studio teorico-sperimentale delle giunzioni P-N e del transistore a giunzione è contenuto nei due capitoli successivi che analizzano accuratamente i fenomeni fisici e le conseguenti caratteristiche elettriche esterne. L'analisi è nitida, basata su un minimo di calcolo matematico e ampiamente diffusa su argomentazioni fisiche ed intuitive.

Dopo questa preparazione teorica, in un capitolo successivo sono esaminati in dettaglio gli essenziali procedimenti tecnologici per la produzione di dispositivi a semiconduttori; ci si sofferma in particolare modo sulla tecnologia dei dispositivi planari, importante poi anche per la fabbricazione dei circuiti integrati.

I singoli dispositivi a semiconduttori con due o più terminali attivi, sono in particolar modo studiati nel capitolo seguente dal punto di vista delle caratteristiche elettriche esterne e dei campi di impiego tipici. Particolarmente chiara e sintetica è la parte riguardante i circuiti integrati.

Ampio spazio è anche dedicato alla tecnologia dei tubi elettrici, sia dal punto di vista strettamente costruttivo sia da quello descrittivo di funzionamento. Cinescopi per TV bianco-nero e a colori, tubi di ripresa per telecamere sono diffusamente illustrati insieme ai tubi oscillografici.

Una parte interessante di questo secondo volume è dedicata a considerazioni inerenti alla costruzione di apparati elettronici, particolarmente dal punto di vista del montaggio e della realizzazione completa. Vi è infine una parte che contiene cenni sull'organizzazione tecnica produttiva, a livello industriale, e un'ampia rassegna sulle prove di normalizzazione dei componenti e delle apparecchiature elettroniche con loro descrizione dettagliata.

Si tratta di un ottimo testo per la vastità della materia trattata ad un livello adeguato e soddisfacente per una larga fascia di tecnici. Concepito per usi didattici (testo per gli istituti tecnici industriali) esso è una eccellente fonte di consultazione per tecnici e ingegneri nello svolgimento della loro normale attività.

Riportiamo i titoli dei capitoli (fra parentesi la pagina d'inizio) in cui è divisa la materia nei due volumi:

Volume primo: Cap. 1°: Resistori (p. 5); Cap. 2°: Resistori variabili (p. 47); Cap. 3°: Condensatori (p. 110); Cap. 4°: Induttori e trasformatori (p. 193); Cap. 5°: Relè (p. 241); Cap. 6°: Cavi e guide d'onda (p. 278); Cap. 7°: Trasduttori elettroacustici (p. 343); Codice colori, nomogrammi e tabelle (p. 367).

Volume secondo: Parte 1ª: *Semiconduttori.*

Cap. 1°: Introduzione (p. 9); Cap. 2°: Proprietà dei semiconduttori (p. 21); Cap. 3°: Preparazione dei materiali semiconduttori (p. 30); Cap. 4°: La giunzione P-N (p. 45); Cap. 5°: Il transistore a giunzione (p. 57); Cap. 6°: Principali procedimenti tecnologici per la produzione di dispositivi a semiconduttore (p. 73); Cap. 7°: Principali dispositivi a semiconduttore (p. 89); Cap. 8°: Rettificatori ad ossido (p. 141).

Parte 2ª: *Tubi elettronici e fotoelettronici.*

Cap. 1°: Tecnologia dei tubi elettronici (p. 151); Cap. 2°: Pompe per il vuoto (p. 179); Cap. 3°: Principali tipi di tubi termoelettronici a vuoto (p. 197); Cap. 4°: Tubi per frequenze elevate (p. 210); Cap. 5°: Tubi a gas (p. 232); Cap. 6°: Tubi a raggi catodici e tubi fotoelettronici (p. 245); Cap. 7°: Tubi da ripresa per televisione (p. 285).

Parte 3ª: *Circuiti prefabbricati e pile elettriche.*

Cap. 1°: Circuiti prefabbricati (p. 305); Cap. 2°: Tecnica dei micromoduli (p. 322); Cap. 3°: La pila nei circuiti miniaturizzati (p. 326).

Parte 4ª: *Cenni sulla costruzione delle apparecchiature elettroniche.*

Cap. 1°: Apparecchiature elettroniche (p. 343); Cap. 2°: Progettazione di una apparecchiatura elettronica (p. 352); Cap. 3°: Schermatura dei componenti e delle apparecchiature (p. 356); Cap. 4°: Filatura e saldatura (p. 361); Cap. 5°: Circuiti a blocchi (p. 374).

Parte 5ª: *Cenni sui metodi di organizzazione tecnica industriale e sulla normalizzazione dei componenti e delle apparecchiature elettroniche.*

Cap. 1°: Cenni sui principi e sui metodi dell'organizzazione tecnica industriale (p. 382); Cap. 2°: Normalizzazione dei componenti e delle apparecchiature elettroniche (p. 398).

V.B. (1418)

Volpato M.: **Nuovi studi e modelli di ricerca operativa.** « UTET », Torino, 1971.

Un volume di xx + 1154 pagine, formato cm 18 × cm 25. Rilegato.

Prezzo lire 28.000

Il volume, di mole cospicua, rappresenta una raccolta dei lavori svolti dal gruppo di R.O. (Ricerca Operativa) del prof. M. Volpato, nell'ambito della Facoltà di Economia dell'Università Ca' Foscari di Venezia. Tale gruppo (queste notizie sono tratte dalla prefazione) è sorto nel 1959 sotto gli auspici del Comitato per la Matematica del Consiglio Nazionale delle Ricerche con lo scopo di studiare « Modelli matematici della R.O. ». Citando direttamente la fonte:

« ... Quest'opera raccoglie buona parte di quei risultati. Per l'esattezza si tratta di 56 studi originali, su una ottantina di quelli compiuti, dovuti a 16 Autori, facenti parte del gruppo ».

Gli articoli sono raggruppati per argomento e fanno spesso riferimento fra loro.

La validità del lavoro di coordinamento delle ricerche del gruppo trova conferma nel fatto che il lettore non sente il salto di argomento passando da un articolo al successivo.

Difficile a questo punto descrivere il contenuto dei singoli capitoli senza essere prolissi o tediosi, per cui ci limitiamo a riportare la lista degli argomenti trattati nei vari capitoli:

Cap. 1°: Studi e ricerche su problemi di programmazione lineare (p. 3); Cap. 2°: Studi e ricerche sui problemi di programmazione dinamica (p. 244); Cap. 3°: Studi e ricerche sull'investimento di una risorsa in più processi produttivi (p. 371); Cap. 4°: Studi e ricerche su un particolare problema di speculazione (p. 532); Cap. 5°: Studi e ricerche sul controllo della produzione e della distribuzione (p. 632); Cap. 6°: Studi e ricerche su particolari problemi di Marketing e sul controllo finanziario degli investimenti (p. 912); Cap. 7°: Studi e ricerche sulla reciprocità nei problemi di ottimo economico (p. 1042); Cap. 8°: Studi e ricerche su problemi di ordinamento e sulla programmazione degli esperimenti (p. 1108).

Dai titoli si intuisce che i lavori non si sono arrestati alla trattazione di problemi teorici, quali ad esempio, i fondamenti della programmazione dinamica, ma sono andati avanti nelle applicazioni, in questo stimolati da giovani dirigenti industriali di varie aziende italiane i quali hanno intuito per tempo le possibilità offerte dalla R.O.

Il libro è di non facile lettura, in quanto presuppone buone conoscenze e di matematica e delle tecniche di programmazione matematica: va considerato un'antologia per specialisti, i quali avranno modo di scorgervi molte idee interessanti.

G. Dia. (1420)

Morris N. M.: **Circuits logiques.** « Ed. Masson & Cie », Parigi, 1971.

Un volume di 190 pagine, formato cm 16 × cm 22,4 con 168 figure.

Prezzo 35 franchi francesi

Il libro, in edizione francese, presenta in forma sintetica ed essenziale i principi fondamentali di operazione dei circuiti logici, combinatori e sequenziali, e ne conduce l'analisi e la sintesi con particolare interesse verso i problemi di progetto e applicazione. Esso è dunque particolarmente utile al progettista ed a chi intende rapidamente introdursi in questo campo in continua evoluzione.

Dopo una necessaria introduzione sui sistemi di numerazione e codificazione e sulle operazioni aritmetiche binarie, vengono illustrati i principi della logica binaria enunciandone i postulati ed i teoremi fondamentali. Viene affrontato quindi il problema della conversione delle equazioni logiche sotto forma di circuiti logici corrispondenti, dedicando ampio spazio alla descrizione delle tecniche di minimizzazione delle reti con particolare riguardo all'impiego del diagramma di Karnaugh.

Successivamente si studiano i principali tipi di circuiti bistabili, sia come unità indipendenti, sia come componenti di reti sequenziali di conteggio. Si studiano in particolare i contatori asincroni e sincroni ed i convertitori di codice. L'analisi e la sintesi di queste reti è condotta sulla base delle equazioni caratteristiche dei sistemi bistabili astraendo dalle limitazioni imposte dai circuiti reali, ma limitando le considerazioni teoriche allo stretto indispensabile. Alcune applicazioni vengono discusse per esteso; molte altre sono proposte, quale esercizio, alla fine di ciascun capitolo.

Un intero capitolo è dedicato allo studio delle caratteristiche elettriche dei circuiti di commutazione, quali velocità di commutazione e caratteristiche di comando, iniziando dal diodo e dal transistore a giunzione per giungere alle recenti reti logiche di tipo RTL, DTL e TTL.

L'ultimo capitolo è dedicato all'analisi delle caratteristiche elettriche e tecnologiche dei moderni circuiti a strati, dei circuiti integrati monolitici e dei sistemi di integrazione su larga scala (LSI).

L'elenco dei capitoli, ognuno dei quali comprende, alla fine, numerosi problemi, è il seguente:

Cap. 1°: Numeri e sistemi di numerazione (p. 5); Cap. 2°: Operazioni aritmetiche (p. 19); Cap. 3°: Principi della logica (p. 26); Cap. 4°: Rappresentazione dei circuiti logici (p. 43); Cap. 5°: Bistabili (p. 68); Cap. 6°: Contatori asincroni (p. 83); Cap. 7°: Contatori sincroni (p. 90); Cap. 8°: Dispositivi e circuiti di commutazioni elettronici (p. 120); Cap. 9°: Circuiti integrati (p. 163); Appendice (p. 178).

M.C. (1441)

Hnatek E. R.: **Design of solid-state power supplies.** Ed. « Van Nostrand Reinhold Company », New York, 1971.

Un volume di 444 pagine, formato cm 16 × cm 23,5 con 330 figure, in lingua inglese. Rilegato.

Nei moderni apparati a transistori la parte di alimentazione ha un ruolo molto importante, sia per quanto riguarda l'affidabilità dell'intero complesso, sia per mantenere limitati il consumo, l'ingombro, il peso e il costo. È quindi molto utile ai progettisti questo libro che descrive i vari tipi di circuiti e fornisce i criteri di scelta.

Il volume passa in rassegna i principali problemi che si incontrano nel progetto di alimentatori stabilizzati e invertitori allo stato solido e indica i metodi per giungere alla loro soluzione. Una notevole parte del libro descrive i vari componenti e blocchi che compongono il circuito completo. Il circuito contro fase (push-pull) a onda rettangolare è preso particolarmente in considerazione e spiegato nei minimi particolari. Per chi desiderasse conoscere in dettaglio gli altri tipi di circuito viene fornita un'ampia bibliografia sia capitolo per capitolo, sia a fine libro.

Nel volume si trovano molti esempi di progetto che hanno portato alla realizzazione degli apparati; vengono poi riportati gli oscillogrammi delle forme d'onda rilevate. Alcuni esempi di progetto vengono elaborati con l'ausilio di calcolatori elettronici ed è illustrato il relativo procedimento.

Un intero capitolo è dedicato alle possibili cause di guasti sui transistori di potenza e sono indicate le precauzioni da adottare per evitarli.

Purtroppo manca un qualsiasi accenno ai convertitori senza trasformatori né induttanze. Dato il suo carattere prevalentemente pratico, il volume è di particolare utilità come guida alla realizzazione di convertitori stabilizzati e invertitori anche con uscita ad onda sinusoidale.

I capitoli dell'opera sono i seguenti (è indicata la pagina d'inizio):

Cap. 1°: Introduzione (p. 1); Cap. 2°: Oscillatori (p. 21); Cap. 3°: Amplificatori di potenza (p. 83); Cap. 4°: Progetto dei trasformatori e delle induttanze (p. 108); Cap. 5.°: Amplificatori magnetici (p. 135); Cap. 6°: Considerazioni sui transistori di potenza (p. 153); Cap. 7°: Regolatori di tensione (p. 175); Cap. 8°: Compatibilità elettromagnetica (p. 245); Cap. 9°: Circuiti limitatori di corrente (p. 255); Cap. 10°: Considerazioni di progetto per gli invertitori statici (p. 268); Cap. 11°: Considerazioni ed esempi sul progetto di convertitori ed invertitori (p. 340).

C.V. (1416

Beale I., Emms E. T., Hilbourne R. A.: **Microelectronics.** Ed. « Taylor & Francis Ltd. », Londra, 1971.

Un volume di xii + 310 pagine, formato cm 16,5 × cm 24,5, con 198 figure. Rilegato.

Prezzo 5,50 lire sterline

Gli autori, esperti della ditta Mullard, hanno scritto questo libro sulla base di una lunga pratica acquisita in corsi effettuati sia in Inghilterra sia in Australia e rivolti a tecnici e ingegneri che lavorano nel campo della microelettronica.

Il testo consta sostanzialmente di tre parti: nella prima vengono esaminati i fondamenti teorici ad un livello intermedio assai utile specie nei riguardi della seconda parte applicativa. Viene evitato il pericolo di fornire una trattazione solamente qualitativa, ma nello stesso tempo anche quello di addentrarsi in un esame analitico assai pesante. Ciò consente anche al lettore, che voglia approfondire, di rivolgersi a testi più completi in questo campo.

Nella seconda parte si è inteso di fornire una panoramica delle tecnologie costruttive dei dispositivi a semiconduttori nei vari processi di preparazione e lavorazione vera e propria dei componenti. Particolarmente interessanti sono i capitoli « Costruzione delle piastrine per circuiti integrati » e « Assemblaggio e prove finali ».

La terza parte del libro delinea le possibilità dei circuiti integrati al fine di soddisfare le esigenze di coloro che li usano. Sono esaminate le applica-

zioni nel campo numerico, specie per ciò che concerne l'automazione industriale e le applicazioni lineari per una vasta gamma di esigenze circuitali.

Si tratta di un buon testo che si rivolge ai tecnici che intendono specializzarsi in questo ramo dell'elettronica. Particolarmente efficace è l'intento che il testo si propone e cioè quello di rendere chiara la necessità, per il progettista degli apparati e insiemi di apparati di produzione dei componenti in oggetto, di ottenere un ottimo compromesso tra buoni risultati tecnici e costi di lavorazione contenuti.

Ecco l'elenco dei capitoli:

Cap. 1°: Introduzione (p. 1); Cap. 2°: Semiconduttori (p. 5); Cap. 3°: Giunzioni P-N (p. 17); Cap. 4°: Transistori (p. 34); Cap. 5°: Strutture Scottky e M.O.S. (p. 58); Cap. 6°: Tecniche di fabbricazione (p. 73); Cap. 7°: Dispositivi planari (p. 84); Cap. 8°: Costruzione delle piastrine per circuiti integrati (p. 107); Cap. 9°: Progetto e realizzazione delle maschere (p. 130); Cap. 10°: Assemblaggio e prove finali (p. 149); Cap. 11°: Progetto dei circuiti (p. 172); Cap. 12°: Circuiti numerici (p. 195); Cap. 13°: Circuiti lineari (p. 254). Seguono: Bibliografia - Simboli - Indice.

V.B. (1417)

TOPFER N. L.: **Thick-film microelectronics.** Ed. « Van Nostrand Reinhold », New York, 1971.

Un volume di 210 pagine, formato cm 16 × cm 23,5, con 147 figure. Rilegato in tela.

Fino ad ora non erano stati pubblicati libri dedicati completamente alla tecnologia dei circuiti integrati a strato spesso. Il fatto di avere condensato tutto quanto può interessare a chi si vuole occupare dei circuiti a strato spesso, sia come costruttore, sia come utilizzatore, penso sia il merito maggiore di questo libro, accurato e chiaro.

Nel primo capitolo introduttivo c'è un'interessante comparazione tecnico-economica fra le tre principali tecnologie integrate: quella monolitica, quella a strato sottile e quella a strato spesso.

I capitoli 2 e 3 si interessano più propriamente della tecnologia a strato spesso dal punto di vista progettazione e realizzazione pratica dei circuiti.

Il capitolo 4 enumera le attrezzature necessarie alla costruzione degli strati spessi.

I capitoli 5 e 6 si occupano delle tecniche di saldatura ed incapsulamento.

Il capitolo 7 espone i principi al sistemista per la più conveniente suddivisione dei circuiti nei singoli elementi integrati ibridi.

Gli ultimi 2 capitoli, l'ottavo e il nono, analizzano l'uso dei circuiti a strato spesso quando si ricorre ad incapsulamenti ermetici e quando invece si ricorre a incapsulamenti plastici o di tipo non ermetico.

C'è ancora da notare che l'autore del libro è un dirigente del settore Microelettronico della Motorola e che quindi ha travasato nel libro le esperienze maturate presso questa importante società americana nel settore dell'elettronica.

Questo è l'elenco dei capitoli:

Cap. 1°: Introduzione (p. 22); Cap. 2°: Procedure di progetto (p. 40); Cap. 3°: Tecnologia (p. 59); Cap. 4°: Apparecchiature e processi (p. 94); Cap. 5°: Tecniche di assemblaggio (p. 125); Cap. 6°: Tecniche di incapsulamento (p. 169); Cap. 7°: Ripartizioni dei sistemi (p. 179); Cap. 8°: Uso degli strati spessi in applicazioni con incapsulamenti non ermetici (p. 186); Cap. 9°: Uso degli strati spessi ibridi in applicazioni ermetiche.

V.G. (1421)

STAMPATO DALLA ILTE INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE - CORSO BRAMANTE, 20 - TORINO - 2-1972 (5715)

Spedizione in abbonamento postale - gruppo IV/70

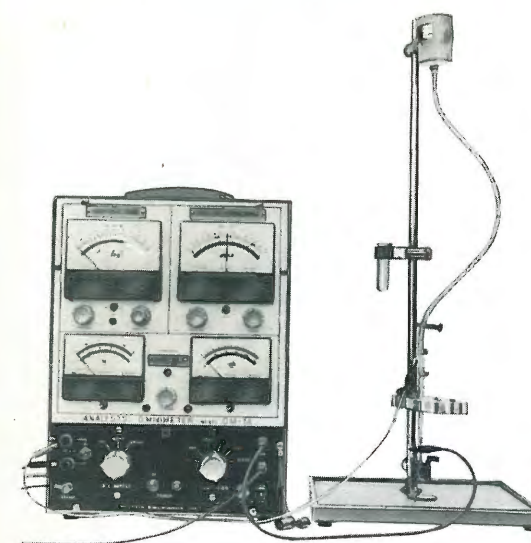
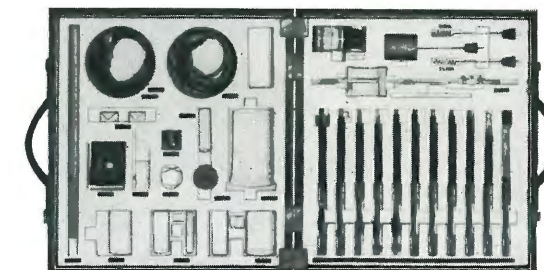
ROHDE & SCHWARZ · MÜNCHEN

- **Misure** di propagazione, intensità di campo utile e di disturbo, di radio disturbi, controlli radio, mediante dipolo a mezz'onda.
- **Alimentazione** a rete e batteria.
- Campo di frequenza 25... 300 MHz, regolabile con continuità senza alcuna commutazione.
- **Taratura** delle tensioni direttamente in dB (μV). — Indicazione lin. (20 dB) log. (60 dB).
- Misure del valore medio e picco-picco. — Precisione $\pm$ 2 dB (tensioni) $\pm$ 4 dB (int. campo).
- Misura del valore eff. della portante video al picco di sincronismo indipendentemente dal contenuto video.
- Generatore d'impulsi per la calibrazione dell'amplificazione.
- Utilizzazione come microvoltmetro selettivo.
- Misure di correnti HF con un opportuno accessorio.
- **MISURE PESATE DI DISTURBI SECONDO LE NORME VDE 0876 E CISPR** con la tenaglia di assorbimento tipo MDS - 20.

Rappresentanza Generale per l'Italia:

Ditta ING. OSCAR ROJE
20147 MILANO - Via S. Anatalone, 15 - Telef. 41.54.141/2/3
Telegr.: INGOROJE - MILANO ◆ Telex: 33050 TELEROJE
00187 ROMA - Via di P. Pinciana, 4 - Telef. 480.029 - 465.630

TOA ELECTRONICS LTD.

OMNIMETRO PER ANALISTI

MODELLO OM - 1A

Uno dei problemi più sentiti nei laboratori analitici delle diverse organizzazioni a carattere scientifico è quello dell'equipaggiamento necessario per i diversi tipi di attività. Questo è il motivo per cui è stato creato questo strumento a basso costo, adatto per un gran numero di applicazioni, e che può quindi essere di prezioso aiuto in diverse circostanze. Prima che questo strumento venisse tradotto in pratica, sono stati considerati diversi aspetti: tra essi, quali dovevano essere le prerogative indispensabili, se lo strumento doveva poter funzionare in modo indipendente, oppure abbinandolo ad altre unità complementari, ed inoltre quali elettrodi avrebbero dovuto essere forniti a corredo. Ne è risultato uno strumento completo, come è possibile constatare da quanto appresso indicato.

PREROGATIVE

Un unico strumento è in grado di svolgere otto funzioni: è infatti possibile eseguire qualsiasi tipo fondamentale di analisi. Il costo globale dell'apparecchiatura è assai inferiore a quello delle otto apparecchiature necessarie separatamente. I circuiti elettrici ed i connettori sono stati notevolmente semplificati, e possono essere tutti comandati mediante commutatori presenti sul pannello frontale. Lo strumento è infine dotato di numerosi accessori, in base alle necessità relative ai tipi di analisi che è possibile eseguire.

Colorimetro Fotoelettrico	Portate:	Trasmittenza: da 0 a 100%, divisioni da 1% / Assorbenza da 0 a 2
	Precisione:	$\pm$ 1%
	Testina del colorimetro:	Sorgente luce: lampada fluorescente bianca / 5 filtri colorati: 450, 490, 530, 580 e 620 mμ
		Controllo luce: Otturatore / Fotocellula: al selenio
Polarografo per amperometria	Tensione costante:	Da 0 a 2,5 V, e da 0 a 5 V, in due portate (commutazione manuale) / Precisione: $\pm$ 1,5% della indicazione dello strumento
	Misura di corrente:	Resistenza di ingresso: 1.000 ohm, da 0 a 20 μA, e da 0 a 100 μA, in due portate / Precisione: 1%
	Smorzatore:	A tre posizioni: 0, 2, 4 secondi
Misuratore del pH	Portate:	pH da 0 a 14 con divisioni di 0,1 pH / Precisione: $\pm$ 0,05 pH / Compensazione termica: da 53 mV/pH a 68 mV/pH (approssimativamente da 0 a 65 °C)
Potenziometro	Portate:	Da 0 a $\pm$ 700 mV, oppure da 0 a $\pm$ 1.400 mV, quando la virgola viene spostata agli estremi + o —, con divisioni da 10 mV / Precisione: $\pm$ 10 mV
Strumento per la misura della conduttività	Portate:	Da 0 a 200 μmho/cm, e da 0,2 a 20 mmho/cm, in due portate / Frequenza di misura: 400 Hz
	Precisione:	$\pm$ 5%
Elettrolisi	Tensione costante:	Gamma di regolazione: da 0 a 2,5 V, e da 0 a 5 V, in due portate / Precisione: $\pm$ 1,5% dell'indicazione dello strumento / Massima corrente di carico: 500 mA
	Corrente costante:	Portata di regolazione: da 0 a 10 mA / Precisione: $\pm$ 1,5% dell'indicazione dello strumento / Massima tensione di carico: 20 V
	Misura di potenziali controllati:	È possibile misurare valori compresi tra 0 e $\pm$ 1.400 mV, impiegando il potenziometro precedentemente citato
Misure in Coulomb	Alimentazione a corrente costante:	Portata di regolazione: da 0 a 10 mA / Precisione: $\pm$ 1,5% dell'indicazione dello strumento. Massima tensione di carico: 20 V
	Rivelazione terminale:	È possibile, grazie all'attitudine alla misura del pH, di potenziali e della conduttività
Dimensioni e peso dell'unità principale	mm 300 (larghezza) x 400 (altezza) x 168 (profondità): circa 10 kg	

Per l'invio dei cataloghi ALTA FEDELTA' e STRUMENTI ELETTRICI, trattandosi di pubblicazioni di peso rilevante ai fini della tassazione postale, siamo costretti, ns. malgrado, a richiedere L. 500 in francobolli, a titolo esclusivo di rimborso spese postali.

INTERNATIONAL S.P.A. ■ AGENTI GENERALI PER L'ITALIA
20129 MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A - TEL. 795.762 - 795.763 - 780.730